

This Page Is Inserted by IFW Operations  
and is not a part of the Official Record

## **BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images may include (but are not limited to):

- BLACK BORDERS
- TEXT CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- FADED TEXT
- ILLEGIBLE TEXT
- SKEWED/SLANTED IMAGES
- COLORED PHOTOS
- BLACK OR VERY BLACK AND WHITE DARK PHOTOS
- GRAY SCALE DOCUMENTS

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

**As rescanning documents *will not* correct images,  
please do not report the images to the  
Image Problem Mailbox.**

(19) The Patent Agency of Japan (JP)

(12) **Official Patent Gazette (A)**

**Patent No. H9-232865**

(43) Opened in public 1997. 9. 5.

(51) Int. C1.4      H01Q 25/04; 3/40  
FI:                H01Q 25/04, 3/40

Request of Examination: No examination requested.      Number of claim:      4

(21) Appl. No.: H8-57011

(22) Filed: February 21, 1996

(71) Applicant: 000004226  
Nippon Telephone and Telegram, Inc.  
19-2, Nishi-Shinjuku 3-chome, Shinjuku-ku, Tokyo

(72) Inventor: Kobayashi  
c/o Nippon Telephone and Telegram, Inc.  
19-2, Nishi-Shinjuku 3-chome, Shinjuku-ku, Tokyo

(72) Inventor: Takashi Ohira  
c/o Nippon Telephone and Telegram, Inc.  
19-2, Nishi-Shinjuku 3-chome, Shinjuku-ku, Tokyo

(72) Inventor: Hiroyo Ogawa  
c/o Nippon Telephone and Telegram, Inc.  
19-2, Nishi-Shinjuku 3-chome, Shinjuku-ku, Tokyo

(72) Inventor: Masayoshi Serisawa  
Denki Kogyo K.K.  
3-3, Marunouchi 3-chome, Chiyoda-ku Tokyo

(74) Patent Attorney: Keiichi Yamamoto

**(54)[Name of invention] Multi Beam Antenna Feeding Circuit**

**(57)[Abstract]**

**[Subject]** Current multi beam feeding circuit requires variable phase shifters and variable attenuators in proportion to the multiple of numbers of the beam and element that the circuit is going to be large size, and need to controls huge numbers of the element for scanning to the beams.

**[Solving Method]** This invention has main feature of the feeding circuit of multi phased array antenna to be made by the assembling the Butler Matrix and pre-circuit for solution above subject. The pre-circuit is the array of the variable coupling ratio electric divider (variable electric divider) that supplies signal to the plural input port of the Butler matrix simultaneously. Adjust coupling ratio of the power divider to be weighted signals feeding to the Butler Matrix at pre-circuit that given function of the scanning to the antenna beams. The structure is adding the pre-circuit to the Butler Matrix, the circuit does not complex in proportion to multiple of the number of the beam and elements of array that shall keep simplified circuit structure.

**[Area of Patent Claims]**

**[Claim 1]** The Multi Beam Antenna Feeding Circuit featuring of configuration of integrated connections including; The structure consists by (N-1) pieces ( N = integer of positive ) of the array of one input and two output of the variable power divider, And N pieces of the array of the two inputs and one output of the power combiner. And shall connect input port of the number k (  $1 \leq k \leq N-1$ , k = integer of positive) to the variable power divider of the number k. Then, divide signal into two signals at the any of dividing ratio with keeping the signals in-phase between output signals, Shall connect output of one side of variable power divider of number k to the one side of the input of the power combiner of the number k, And the (N-1) input and N output pre-circuit that is configured connecting other output of the variable power divider of number k to other input of the power combiner of number (k+1) respectively including configuration all above, And, the N pieces of the phase shift array, And the N input and N output of Butler Matrix.

**[Claim 2]** The Multi Beam Antenna Feeding Circuit featuring of configuration of integrated connections including; The structure consists by (N-2) pieces ( N = integer of positive ) of the array of one input and two output of the variable power divider, And (N-1) pieces of the array of the two inputs and one output of the power combiner. And shall connect input port of the number k (  $1 \leq k \leq N-2$ , k = integer of positive) to the variable power divider of the number k. Then, divide signal into two signals at the any of dividing

H9-232865

ratio with keeping the signals in-phase between output signals, Shall connect output of one side of variable power divider of number k to the one side of the input of the power combiner of the number k, And the first pre-circuit of (N-2) input and (N-1) output that is configured connecting other output of the variable power divider of number k to other input of the power combiner of number (k+1) respectively including configuration all above, And the (N-1) pieces of the Array of the One Input Two Output Power Divider, And the N pieces of the Array of the Two Input One Output Power combiner, And shall connect input port of the number k' ( $1 \leq k' \leq N-1$ , k' = integer of positive ) to the power divider of the number k'. Shall connect a output of the power divider of the number k' to a input of the power combiner of the number k', And shall connect other output of the power divider of the number k' to other input of the power combiner of the number (k'+1), And the second pre-circuit of (N-1) input and N output that is configured connecting other output of the power divider of number k' to other input of the power combiner of number (k'+1) respectively including configuration all above, And, the N pieces of the phase shift array, And the N input and N output of Butler Matrix.

**[Claim 3]** The multi beam antenna feeding circuit that structured per claim 1 or claim 2 above including; First 90° Hybrid that is divided at equal signal strength from the variable power divider described as above, And second 90° that combines signals of with and without through variable phase shifter that is divided from above first 90° Hybrid described as above.

**[Claim 4]** The multi beam antenna feeding circuit that structured per claim 1 or claim 2 above including; The Wilkinson Power Divider that the variable power divider described above shall divide and output signals equally in-phase. And the 90° hybrid that shall combine signals through variable phase shifter and 90° phase shifter that are divided and output from Wilkinson Power Divider.

### **[Details of the Invention]**

[0001]

**[Technical Area of Invention]** This invention is concerning to the feeding circuit of the multi beam antenna especially to the feeding circuit of the phased array antenna that makes transmission or receiving of multi beam.

[0002]

**[Current Technology]** The array antenna is consists by plural antenna element that handles as one antenna with supplying signals to the antenna elements simultaneously. At the phased array antenna, controls the amplitude and phase (driven amplitude phase distribution) to be added to the antenna elements that can change direction and pattern of

H9-232865

antenna beam. Especially, shall control phase of the signal to be fed antenna element for changing direction of antenna beam.

[0003] Fig. 1 describes scanning of the antenna beams under controlling amplitude phase distribution that example located antenna elements of the N elements linear array antenna in the equal span on the first dimension. Explain for transmitting antenna as an example. The out put of the high frequency signal source 101 is that; shall input to 1:N power divider 102. The respective output of the 1:N power divider are connected to the variable phase shifters  $103_1 \sim 103_N$  and to antenna elements  $104_1 \sim 104_N$ . The phase (delay) of the signal to be supplied to the antenna elements  $104_1 \sim 104_N$  are set as  $\phi$ ,  $\phi + \Delta\phi$ ,  $\phi + 2\Delta\phi$ , . . . ,  $\phi + (N-1)\Delta\phi$  by variable phase shifters  $103_1 \sim 103_N$ . That is, the delay of the phase indicated on the tolerance  $\Delta\phi$  arithmetical series shall be supplied to the each antenna elements. Accordingly, radiated radio wave from array antenna shall be like equiphase front of the radio wave 105 when described equiphase front, and the direction of the main beam 106 shall be angle  $\theta$  from direction 107 of front of antenna. The radio wave shall be radiated maximum at direction angle  $\theta$ . The angle  $\theta$  shall satisfy the requirement of vector radio wave in-phase that is radiated from N pieces of antenna elements and;

[0004]

$$k d \sin \theta = \Delta\phi \quad (1)$$

[0005] Supplied it by (1). k is number of wave, d is span of antenna elements, and  $\Delta\phi$  is different of phases between adjacent elements. According to the formula (1), the direction  $\theta$  of antenna beam at  $\Delta\phi = 0$  shall be zero that the direction 106 of radio wave shall match to front direction 107 of antenna. The  $\phi$  shall move away from direction of front of antenna 107 when absolute value of  $\Delta\phi$  is moving larger. Also, the antenna beam shall moving down at  $\Delta\phi > 0$ , and moving up at  $\Delta\phi < 0$ . At the phased array antenna, the direction of the main beam slant of the phase distribution of the high frequency signals for driven antenna elements. Explain transmitting antenna with explanation as above. Also, the theory of this antenna beam scanning described here can be realized even for receiving antenna.

[0006] The antenna that able to transmit and receive simultaneously is so called multi beam antenna. Fig. 2 shows the example of the structure of the phased array antenna that shall creating M pieces of the antenna beam under N pieces of the antenna element of the array antenna. The antenna for transmitting and receiving of multi beam is called as multi beam phased array antenna under explanation below.

H9-232865

[0007] The circuit is consists by M pieces of independent high frequency signal source  $101a_1 \sim 101a_M$ , M pieces of  $1 : N$  power divider  $102a_1 \sim 102a_M$ , M pieces of array of variable attenuator (N pieces of array)  $108a_1 \sim 108a_M$ , inter connection circuit 109 of  $(M \times N)$  input and  $(M \times N)$  output, N pieces of  $M : 1$  power combiner  $110a_1 \sim 110a_N$  and N pieces of antenna element  $104a_1 \sim 104a_N$ .

[0008] As the example, the output of high frequency signal source  $101a_1$  shall be input to  $1 : N$  power dividing circuit shall be divided by N pieces. The output divided by N pieces shall be connected to array  $103a_1$  of variable phase shifter and variable attenuator  $108_1$ , phase and amplitude shall be set for creating antenna beam of required beam direction and pattern. The theory of the setting of phase value is same as explanation about phased array antenna of single beam as described above. The variable attenuator is used for forming of beam pattern. Regarding to the rest of high frequency signal source  $101a_2 \sim 101a_M$  that are connected to  $1 : N$  power divider  $102a_2 \sim 102a_M$ , array  $108a_2 \sim 108a_M$  of variable attenuator and array  $103a_2 \sim 103a_M$  of variable phase shifter that the phase of the high frequency signal and value of the amplitude for forming antenna beam per requirement.

[0009] The total  $(N \times M)$  pieces of high frequency signal is a output of variable phase shifter and attenuator that shall be input to the interconnection circuit 109 that has  $(N \times M)$  pieces of input and output terminals. The N pieces of  $M:1$  power combiners  $110_1 \sim 110_M$  shall be connected after interconnection circuit 109. The interconnection circuit 109 follows the array  $108_i$  ( $1 \leq i \leq M$ ) of number i of variable attenuator that has task of connections its first output to  $M:1$  power combiner  $110_1$ , second output to  $M:1$  power combiner  $110_2$  and so forth, and number N output to number N of  $M:1$  power combiner  $110_N$ . The respective signals relating to M pieces of corresponding to the respective beam shall be gathered. The respective output of  $M:1$  power combiners  $110_1 \sim 110_M$  shall be amplified by power amplifiers  $111_1 \sim 111_N$ , and fed to the antenna elements  $104a_1 \sim 104a_N$ . The radiated radio wave from antenna elements to spatial that shall forms M pieces of independent beam.

[0010] On the circuit Fig. 2, there is unrestricted settings of the form and the M pieces beam direction due to the arrays  $108_1 \sim 108_M$  and arrays  $103a_1 \sim 103a_M$ . However,  $N \times M$  pieces of variable phase shifter and variable attenuator are required for the feeding circuit of M beam N element, and its number shall be extremely many in case of many numbers of beam and antenna element. The interconnection circuit, however, shall be complicated consequently. Furthermore, vector loss of the high frequency signals at the  $M: 1$  power combiners  $110_1 \sim 110_N$  going to be problem. The output level corresponding to the level of individual input signal is  $1/M$  even implemented ideal performance of  $M:1$  power

H9-232865

combiners, the attenuation of signal at the large numbers of beam going to be remarkable defect on the signal transmissions.

[0011] At the multi beam phased array antenna, use of the Butler matrix can be considered for feeding circuit in case of fixed beam. The Butler matrix is the high frequency matrix circuit that has offered at the reference book of J. Butler and R. Lowe, "Beam-Forming Matrix Simplified Design of Electronically Scanned Antennas", Electronic Design, Vol. 9, pp. 70-173. Apr. 1961. Butler Matrix incorporates plural (power of 2) input port and output port, and structured with connection of the hybrid circuits and fixed phase shifter with the multiple integration. The high frequency signal to be fed to the designated input port shall be divided in equal signal strengthen with all output ports, and contains phases to be indicated in the arithmetical progression series. The respective output ports are connected to the antenna elements, and the signal is radiated in the space that certain direction of the beam shall be formed which corresponding to the assigned distribution of phases. The high frequency signal contains different tolerance of respective input port shall appear on the output ports, the beam to be radiated to the different direction shall be formed when input signals into different input port of Butler matrix.

[0012] Fig. 3 is the example of the diagram of the 8 inputs and 8 outputs Butler Matrix circuit. The signal shall be fed to the 8 elements array antenna, and can form beams to the 8 different directions when selects input ports. The circuit is consists by 12 pieces of 90° Hybrid  $113_1 \sim 113_{12}$  and fixed Phase Shifters  $114_1 \sim 114_{16}$  that contains the High Frequency Input Ports  $112_1 \sim 112_8$  (4L, 3L, 2L, 1L, 1R, 2R, 3R, 4R). Shall supplies high frequency signal to one of the input ports  $112_1 \sim 112_8$ , the signal shall be divided into two by one of the 90° Hybrid  $113_1 \sim 113_4$ , and given delayed phase by two of the fixed Phase Shifters  $114_1 \sim 114_8$ . Two signals are input of the 90° Hybrid  $113_5 \sim 113_8$  and to be divided by two again into 4 signals. The 4 signals shall be given delayed phases by 4 of the fixed Phase Shifters  $114_9 \sim 114_{16}$ . These signals shall be input respectively to 90° Hybrids  $113_9 \sim 113_{12}$  and to be divided by two and to be eight finally. According to the repeated dividing of signals of 90° Hybrids and delayed phases by fixed Phase Shifters, shall exhibit signals which contain phases to be indicated by the other arithmetical progression series to the output ports relating to the respective input ports.

[0013] Fig. 4 is the antenna beam patterns of the multi beam that are formed by the 8 elements Butler Matrix of the Fig. 3. The patterns are calculated subject to the direction of the antenna elements as omni-direction and the span of the each antenna element as half-wave. The patter exhibits independent 8 beam forming of  $-61^\circ$ ,  $-38.7^\circ$ ,  $-22^\circ$ ,  $-7.2^\circ$ ,  $7.2^\circ$ ,  $22^\circ$ ,  $38.7^\circ$  and  $61^\circ$  with corresponding to the input of High Frequency Signal Input Ports

H9-232865

112<sub>1</sub>~112<sub>8</sub> (4L, 3L, 2L, 1L, 1R, 2R, 3R and 4R) respectively. Those are named as 4L, 3L, 2L, 1L, 1R, 2R, 3R and 4R respectively in the Fig.

[0014] There are restrictions on the multi beam forming circuit using Butler Matrix that the beam spans and formable beam directions are fixed, and the numbers of the input port and output port are equal and power of 2. However, at the number of the port of the input or output as M, the number of the components is the O (M x log M) order and the size of the circuit shall not be increased tremendously even of the antenna array of multi beam multi elements. There was problem of power loss at power combiner 110 on the circuit of Fig. 2. However, Butler Matrix is theoretically no loss that is positive factor.

[0015]

**[The Subject of Solving by Invention]**

The Butler Matrix that is explained on the above paragraph can incorporate very few numbers of the elements of the circuit compared with feeding circuit of the multi beam phased array antenna under regular structure shown on the Fig. 2.

[0016] However, there is restriction that the formed beam shall be fixed direction and span.

The multi beam feeding circuit of ordinal structure is shown on the Fig. 2 that can form the beam of any direction and pattern theoretically, but requires proportional numbers of variable phase shifter for multiple numbers of the beam and elements that are huge size, and the controls of those huge numbers of element is necessary for scanning the beams.

[0017] This invention is offering the beam forming circuit for the multi beam phased array antenna with following features.

- (1) Supplies appropriate ability of beam scanning to the circuit without increasing power loss in the circuit or its size of circuit.
- (2) Shall simplify controls for beam scanning, and doing one beam scan by one element of control.
- (3) Shall not deteriorate level of side lobe by beam scanning.

[0018]

**[Solving Method of the Subject]** Under this invention, the feeding circuit of multi beam phased array antenna shall be principal feature that to be realized by combination of pre-circuit and Butler Matrix. The pre-circuit is the array of the electric divider (variable power divider) that shall varies coupling ratio that shall feeds signals to the plural input ports of the Butler Matrix. Shall adjust coupling ratio of the power divider at the pre-circuit that shall add the weight to the signals to be fed to the Butler matrix, keep the function of scan



antenna beams. The formable direction and span of antenna beams are fixing under the current Butler Matrix. That Butler matrix can be variable function under this invention that is different with current technology. Entire circuit is the structure of just adding pre-circuit to the Butler Matrix that shall keep simplicity of the structure of circuit without complication due to the proportion of the multiple of the number of beam and elements.

[0019] Under the paragraph of the current technology on the Fig. 1, explained the direction of the main beam of the antenna can be changed by the changing slant of the amplitude phase pattern that shall be indicated as arithmetical series on the antenna elements respectively.

[0020] The different slant phase patterns can be obtained at respective input ports on the Butler Matrix. Fig. 5 shall show the excitation phase distribution that is the value of the phase of the high frequency signal to be appeared on the each antenna elements when fed signals to the respective imports of the Butler matrix of 8 inputs and 8 outputs.

However, the Butler Matrix of Fig. 3 is improved to Fig. 6 for the phase adjustment of the absolute value of all phases to be united at the center (center of the 4th and 5th antenna elements) of the effective area of array antenna. Fig. 6 shows 8 elements Butler Matrix which shall added arrays of fixed phases to the input area for obtaining result of Fig.5. The difference with Butler Matrix shown on the Fig. 3 is that incorporate arrays of fixed phase shifters  $114_{17} \sim 114_{24}$  newly between High Frequency Signal Input Ports  $112_1 \sim 112_8$  and  $90^\circ$  Hybrids  $113_1 \sim 113_4$ . At the effective area of the antenna, the signals with phase differences of  $-157.5^\circ$ ,  $-112.5^\circ$ ,  $-67.5^\circ$ ,  $-22.5^\circ$ ,  $22.5^\circ$ ,  $67.5^\circ$ ,  $112.5^\circ$ ,  $157.5^\circ$  shall be obtained between elements when input high frequency signals to each input port of Fig. 6 respectively according to the Fig. 5. The signal strengths to be appeared on the each output ports are consistency that does not matter elements. The antenna beam with different direction will be formed due to the difference of the exciting distribution as noted above. That is, the specific beam direction shall be formed when fed signals to an input port, the input port and formed beam shall keep 1:1 relation.

[0021] Let's think and evaluate about a high frequency signal source to be divided into two that is keeping in-phase between those signals, shall feed to the input port that forms adjacent beams at the above Butler Matrix. Described above the first excitation distribution shall be obtained when fed the signal to the first input port, and the other second excitation distribution shall be obtained when fed signal to the send input port out of two ports. Feeds signals to these two input ports simultaneously, availability of the intermediate slant signal can be guessed. Moreover, the slant of the phases of output ports can be controlled at between slant of the first excitation distribution and slant of second

excitation distribution by the change of the branch ratio of the feeding signals to the two input ports. The excitation distribution and antenna beam shall corresponds 1:1, the beam with middle direction to be corresponding to the first input port and second input port can be formed when fed signals to the two input ports simultaneously. The scanning of beam direction can be made in the area between first beam and second beam when add weights to the signals to be fed simultaneously that is fundamental principal.

[0022] The above theory is: Shall divides output of a high frequency signal source to N pieces, and shall input signals to the N pieces of input port simultaneously, that signals are formed as adjacent beams at the Butler Matrix, that can be extended to use to the circuit for beam scanning, when weight of signals of N pieces of port shall be variable.

[0023]

**[Form and Operation of Invention]** Shall explains the feeding circuit that able to beam scan between directions of two beams when fed the signals to the input port that forms adjacent two beams of the Butler Matrix as follows.

[0024] Fig. 7 is showing the diagram of entire circuit in case of using 8 elements Butler Matrix per example on the Fig. 1 under this invention, the circuit has consisted by the part of the Pre-Circuit 120 and the part of the Butler Matrix 116.

[0025] The Pre-Circuit 120 to be connected following to that the number of the ports of input or output of the Butler Matrix as N ( $N = 8$ , here), normally it is the circuit that contains (N-1) pieces of input ports  $112a_1 \sim 112a_N$  and N pieces of out put ports  $115a_1 \sim 115a_N$ . The high frequency signal fed to the input port of the k ( $1 \leq k \leq (N-1)$ ) order of the pre-circuit shall appear on the (k+1) order output port of and the k order of the Pre-Circuit. The high frequency signal to be appeared on the output ports of the k order and the (K+1) order against to the high frequency signal to be fed to the k order of input port that is consistency of the total combination of the power. And it is able to set any ratio of the distribution ratio. Also, the phases of the two high frequencies are always in-phase.

[0026] The pre-circuit consisted by (N-1) pieces of the variable power dividers  $118_1 \sim 118_N$  and power combiners  $119_1 \sim 119_N$ . The high frequency signal fed to the k order of the input port of the Pre-Circuit shall be input to the k order of the variable power divider  $118_k$ .

[0027] The variable power divider is one input and two outputs circuit that can be set any distribution ratio for output that two signals of output shall be in-phase does not matter distribution ration. The structure of independent variable power divider shall be shown on

H9-232865

the Fig. 8a and Fig. 8b as two examples, and indicates the curve obtained by calculation on the Fig. 8c.

[0028] The variable power divider on the Fig. 8a is consisted by  $90^\circ$  Hybrids  $113a_1$  and  $113a_2$ , variable phase shifter 113b and the termination 121. The high frequency signal shall be fed to the  $90^\circ$  Hybrid  $113a_1$ . The  $90^\circ$  Hybrid is the 4 terminals network. The signal to be input to the 1st port shall be output with equal signal strength at the 3rd port and the 4th port. However, the output signal of 4th port has 90 degree phase delay against output signal of 3rd port when compared phase of signals of 3rd port and 4th port. The 2nd port is connected termination due to non-use. The 3rd port of the  $90^\circ$  Hybrid  $113a_1$  has connected to the 1st port of the  $90^\circ$  Hybrid  $113a_2$  through variable phase shifter 103b, and the 4th port of the  $90^\circ$  Hybrid  $113a_1$  has connected to the 2nd port of the  $90^\circ$  Hybrid  $113a_2$ . The signal to be divided shall be combined again at the  $90^\circ$  Hybrid  $113a_2$ .

[0029] At the phase delay to be fed by the variable phase shifter 103 is zero, the signal to be fed through the 3rd port of the  $90^\circ$  Hybrid  $113a_1$  - the variable phase shifter 103b - the 1st port of the Hybrid  $113a_2$  to the 3rd port and the 4th port of the  $90^\circ$  Hybrid  $113a_2$  - the 2nd port of the  $90^\circ$  Hybrid  $113a_2$  to the 3rd port are just in 180 degree phase that shall compensates phase each other. There is no output signal output accordingly. Besides, the signals to be fed through the 3rd port of the  $90^\circ$  Hybrid  $113a_1$  - the Variable Phase Shifter 103b - the 4th port via the 1st port of the  $90^\circ$  Hybrid  $113a_2$ . And the signals through the 4th port of the  $90^\circ$  Hybrid  $113a_1$  - the 4th port via the 2nd port of the  $90^\circ$  Hybrid  $113a_2$  are in-phase. That shall increase vector each other. The all input signals shall be output to the 4th port of the  $90^\circ$  Hybrid  $113a_2$ .

[0030] Also, in case of the 180 degree phase delay that is made by variable phase shifter 103b, the signal to be fed through the number 3 port of the  $90^\circ$  Hybrid  $113a_1$  - variable phase shifter 103b - the 1st port of the Hybrid  $113a_2$  to the 3rd port and the 4th port of the  $90^\circ$  Hybrid  $113a_1$  - the 4th port of the Hybrid  $113a_2$  to the 3rd port are in-phase that all input signals shall be output on the 3rd port of the  $90^\circ$  Hybrid  $113a_2$ . Besides, the signals to be appeared through the 3rd port of the  $90^\circ$  Hybrid  $113a_1$  - the variable phase shifter 103b - the 2nd port of the  $90^\circ$  Hybrid to the 4th port of the  $90^\circ$  Hybrid  $113a_2$ . And the signal to be appeared through the 4th port of the  $90^\circ$  Hybrid  $113a_1$  - the 2nd port of the  $90^\circ$  Hybrid  $113a_2$  to the 4th port are 180 degree phase that the output at the 4th port of the second Hybrid shall be zero.

[0031] The Fig. 8c shows the plot of the signal strength of the two signals and its relative phases. It shall be appeared on the 3rd port (output port 115b<sub>1</sub> of the 1st high frequency signal) of the  $90^\circ$  Hybrid  $113a_2$ . And shall be appeared on the 4th port (output port 115b<sub>2</sub>

H9-232865

of the 2nd high frequency signal) when varied value of the phase delay to be fed by the variable phase shifter 103b between 0 to  $360^\circ$ . The distribution ratio of the output of the

two ports can be set in the any value when varied values of the variable phase shifter 103b. Moreover, the relative phases of the signals between two ports are constantly zero between 0 to 180° of the phase delay of the variable phase shifter with no matter its value.

[0032] On the variable power divider shown on the Fig. 8a, the structure can be changed with the 90° Hybrid 113a<sub>1</sub> to be replaced by Wilkinson power divider. The Wilkinson Power Divider 122 is the circuit consists by one input and two outputs. The circuit shall outputs two signals of equally divided in-phase signals of high frequency input signals. The circuits shown on the Fig. 8a and Fig. 8b are alternative and direct replaceable each other. The performance curve of the circuit of Fig. 8b is shown on the Fig. 8c.

[0033] The N pieces of the power combiners 119<sub>1</sub>~119<sub>N</sub> are installed after the arrays of the (N-1) pieces of the variable power divider 118<sub>1</sub>~118<sub>N-1</sub>. The 1st output (the output from 2nd port) as is of the k order of the variable power divider 118<sub>k</sub> shall be fed to the 2nd input port (the 3rd port) of the k order of the power combiner 119<sub>k</sub>. Also, the 2nd output (the output from the 3rd port) of the k order of the variable power divider 118<sub>k</sub> shall be fed to the 1st input port (the 2nd port) of the (k+1) order of the power combiner 119<sub>k+1</sub>. The input terminal (the 2nd port) of the 1st power divider 119<sub>1</sub> and the 2nd input terminal (the 2nd port) of the N order of the power combiner 119<sub>N</sub> are terminated due to the no-signal input.

[0034] As explained on the above structure, the signal fed to the input port 112a<sub>k</sub> of the k order of the pre-circuit 120 is appeared at an any distribution ratio that is maintaining in-phase on the output port 115<sub>k</sub> and 115<sub>k+1</sub> of the k order and the (k+1) order of the pre-circuit 120. The distribution ratio is variable due to the value of the variable phase shifter by inside of the variable power divider 118<sub>k</sub>.

[0035] The output (output of the 1st port) of the k order of the power combiner 119<sub>k</sub> are connected to the Butler Matrix 116 through the array 114a<sub>1</sub>~114a<sub>N</sub> of the fixed phase shifter respectively.

[0036] The combination of the arrays 114a<sub>1</sub>~114a<sub>N</sub> of the fixed phase shifter and the Butler Matrix 116 is equivalent to the Butler Matrix 117 shown on the Fig. 6. The assignment of the array of the fixed phase shifter is for unification of the absolute phases of the center of the radiation of the array antenna for all input ports.

[0037] Examined setting value of the fixed phase shifter 114a<sub>1</sub>~114a<sub>N</sub>. Shows value about the 4, 8 and 16 elements of the Butler Matrix on the Fig. 11. However, the input ports of

H9-232865

the Butler Matrix shall be formed in-line order of the 4 elements as 2L, 1L, 1R and 2R Beams. The 8 elements are as 4L, 3L, 2L, 1L, 1R, 2R, 3R and 4R Beams, and the 16 elements are as 8L, 7L, 6L, 5L, 4L, 3L, 2L, 1L, 1R, 2R, 3R, 4R, 5R, 6R, 7R and 8 R

Beams. The beam numbers shall be 1, 2, 3, . . . from nearest to the front direction 106 of the antenna as defined on the Fig. 1. The proceeding direction (equivalent to the main beam of the antenna) 106 of the radio wave shall indicate upper beam as L and lower beam as R per rules.

[0038] The signals input to a port of the Butler Matrix shall be divided to the numbers of the array elements in the circuit that satisfied relation of the phase for forming the beam to certain direction. The  $k$  order beam shall be formed when feed signals to input port of the  $k$  order only. The  $k$  order beam and the beam adjacent to the  $(k+1)$  order shall be formed when fed signals to the input port of the  $(k+1)$  order only. In this case, input same signal to the input ports of the  $k$  order and the  $(k+1)$  order that the beam shall be formed direction of the middle of these orders. The beam direction is varied by the distribution ratio of the signals. For the example at the distribution ratio 1:1, the beam shall be formed at center between the  $k$  order and the  $(k+1)$  order. The beam shall come up to the direction of the  $k$  order beam if the signal of the  $k$  order port is strong. The beam shall come up to the direction of the  $(k+1)$  order beam if the signal of the  $(k+1)$  port is strong. In the special case, there is a case that centralizing the signals power to the  $(k+1)$  order port (The value of the variable phase shifter in the variable power divider 119<sub>k</sub> is 0 or 180°.). The beams to the respective direction shall be formed in this case.

[0039] The Fig. 9a and Fig. 9b are indicating the antenna patterns that are formed by the 7 inputs and 8 outputs beam forming circuit per above. The antenna beam patterns are obtained by calculations. The direction of the antenna elements is as omni-direction, and elements spans are half-wave. In accordance with the setting value of the variable phase shifter, plot the beam pattern with the setting value  $\beta$  of the variable power dividers 1181, 1182, 1183 and 1184 of the pre-circuit 120 as parameter. When setting value  $\beta$  is changed from 0 to 180°, the direction of the main beam shall move between -38.7° and -61° on the Fig. 9a, -22° and -38.7° on the Fig. 9b, and -7.2° and -22° on the Fig. 9c, and +7.2° and -7.2° on the Fig. 9d. The beam scan can be made at respective port independently. The other characteristics of the input ports of the pre-circuit are considerable as symmetrical that omitted indication.

[0040] Fig. 10a and Fig. 10b are concluded about antenna beams that are formed and shown on the Fig. 9a~Fig. 9d, and plotted setting value  $\beta$  of the variable phase shifter as parameter that is beam direction, gain level of the 1st side-lobe and the beam half amplitude level. The beam direction is obviously variable due to the value of the variable phase shifter per

H9-232865

Fig. 10a. There are slight variations on the antenna gain due to the variations of the beam directions. The variations of the antenna gain are equal despite input ports. The antenna gain is going to be minimum at the  $\beta = 90^\circ$  of the distribution ratio 1:1 that the level is

going to be small by  $-0.85\text{dB}$  relatively. The decline of the antenna gain due to the incorporation of the pre-circuit, that is, the power loss of the circuit is  $3\sim 3.86\text{dB}$ . From the Fig. 10b, the level to the main lobe of the 1 side lobe is  $\beta = 0^\circ$ , and  $-12.8\text{dB}$  at  $180^\circ$  that level is  $\beta = 90^\circ$ , that is, smallest value  $-24\text{dB}$  at distribution ratio 1:1. The variations are equal despite input ports. At this invention connecting the pre-circuit to the Butler Matrix, there is no deterioration to the level of the side lobe. The beam half-amplitude level is also varied in accordance with the variation of the level of the variable phase shifter.

[0041] As above, explained structures and characteristics of the circuit about the multi-beam forming circuit for N elements (N-1) Beam that has used Bean Scanning Butler Matrix. Explained for transmission, but this circuit can also be used for the multi-beam forming circuit of the receiving antennas.

[0042] Fig. 12 is showing the entire diagram of the 2nd example circuit of the actual use. The circuit is (N-2) input N output matrix Circuit that is consisted by the three parts of the pre-circuit 120, the 2nd pre-circuit 123 and butler Matrix. The pre-circuit 120 is (N-2) input (N-1) output Matrix circuit, the 2nd Pre-Circuit 123 is (N-1) input N output Matrix Circuit. N is numbers of input port or output port of the Butler Matrix. Fig. 12 is showing in the case of  $N = 8$ .

[0043] On the Fig 12, fed the high frequency signals of the Pre-Circuit 120 to the input ports  $12a_1\sim 12a_{N-2}$ . The Pre-Circuit of the Fig. 12 is less number by one piece each of the variable power divider and power combiner due to the less one input output port compared with 1st example of the actual use of the pre-circuit, but the structure of the circuit and operation are same. The signals fed to the  $112a_{k'}$  of the  $k'$  order ( $1 \leq k' (N-2)$ ) shall be input to the  $k'$  order of the variable power divider  $118k'$ , then output the signal divided in the any ratio to two ports. A output of the  $k'$  order of the variable power divider  $118k'$  shall be input to one of the input ports of the  $k'$  order of the power combiner  $119k$ , another output shall be input to one of the  $(k'+1)$  input ports of the power combiner  $119_{k'+1}$ . The output (N-1) pieces of the pre-circuit 120 shall be input to the 2nd pre-circuit 123.

[0044] The 2nd pre-circuit 123 consisted by the arrays of the (N-1) pieces of the power dividers  $122_1\sim 122_{N-1}$  and the arrays of the N pieces of the power combiners  $119_N\sim 119_{N-1}$ . The high frequency signals fed to the  $k'$  order port of the 2nd pre-circuit 123 shall be input to the  $k'$  order of the power divider  $122_{k'}$  that shall be divided into two signals with keeping in-phase relative. The signals in which divided by the power divider  $122_{k'}$  into two signals,

H9-232865

that the one signal shall be fed to the one of the inputs of the  $k'$  order power combiners  $119_{N+k'-1}$  in the pre-circuits  $119_{N+k'-1}$ . And the other signal shall be fed to the one of inputs of the  $(k'+1)$  order power combiners  $119_{N+k'}$ . The two signals shall be combined in-phase even on the power combiners. The 1st and the  $N$  order power combiners  $119_N$  and  $119_{2N-1}$  in the pre-circuit 123 are fed one signal only. Other input ports that have not fed signal are terminated by the terminations.

[0045] The pre-circuit 120 and the 2nd pre-circuit 123 together forms  $(N-1)$  input  $N$  output circuit. The signal supplied to the  $k$  order high frequency input ports  $112a_k$  shall be appeared on the output ports of the  $k'$ ,  $k'+1$ ,  $k'+2$  order of the 2nd pre-circuit with signal strengths at the ratio of the  $\alpha / 8 : 1/8 : (1-\alpha)/8$  keeping in-phase relation. The  $\alpha$  is the power distribution ratio at the variable power dividers that shall output the signals of the signal strength ratio of the  $\alpha : (1-\alpha)$ . The Wilkinson Power Dividers 1221~122N-1 shall divide signals by equal signal strength. The power combiners 1191~1192N shall combine two signals by equal signal strength.

[0046] Calculated the antenna beam patterns formed by the above 6 input 8 output beam forming circuits that shows on the Fig 13a~Fig. 13c. Noted the antenna is omni-direction and half-wave span of element spaces for the calculation. The variable power dividers of the pre-circuit 120 are structured as Fig. 8a and Fig. 8b. Its distribution ratio shall be varied by the value of the variable phase shifters inside circuit. The distribution ratio of the signals to be appeared on the adjacent 3 ports of the 2nd pre-circuit shall be changed when changed distribution ratio of the variable power dividers that the antenna beam scanning able to be made. The Fig. 13a~Fig 13c states setting value  $\beta$  of variable phase shifters in the power dividers 1181, 1182, 1183 of the pre-circuit 120 as the parameter that shows plot of the beam pattern at changes the  $\beta$  by every  $30^\circ$  from  $0$  to  $180^\circ$ . The direction of the main beam is changed in the ranges of  $-30^\circ$  to  $-48.6^\circ$  on the Fig. 13a, and  $-14.5^\circ$  to  $-30^\circ$  on the Fig. 13b, and  $14.5^\circ$  to  $-14.5^\circ$  on the Fig. 13c. Scan beams independently at each port. The curve of other input ports of the pre-circuit are considered as symmetry at the cases of Fig. 13a, Fig. 13b and Fig. 13c that are omitted.

[0048] Concluded and shows about characteristic of the antenna beam pattern of the Fig. 13 on the Fig. 14a and Fig. 14b that plotted the beam direction, gain, the level of the 1st side lobe and the beam half amplitude level with setting value  $\beta$  of variable phase shifters as parameter. The relation of the beam directions and value of the variable phase shifters about respective beams are shown. There are few variations on the antenna gain in accordance with changes of the beam directions. The variations of the antenna gain are same, and does not matter input ports as well as the circuit in the 1st example of the actual use on the Fig. 12. Especially, the antenna gain shall be minimum when  $\beta = 0^\circ$  or  $180^\circ$  as distribution

H9-232865

ratio of the variable power divider 0:1 or 1:0. The level shall down by  $-0.85\text{dB}$  relatively. The level down of entire the antenna gain due to the pre-circuit, that is, the power loss of the circuit shall be  $6.02\sim 6.87\text{dB}$ . The variations of the side level are read from Fig. 14b. The level of the 1st side lobe to the main beam shall be minimum of  $-31\text{dB}$  at dividing ratio  $\beta = 90^\circ$ , that is 1:1, when levels are  $-24\text{dB}$  at  $\beta = 0^\circ$  or  $180^\circ$ . The variation forms are same that does not matter input ports (antenna beam). The connection of pre-circuit to the Butler Matrix under this invention, it is read that there is no deterioration on the level of the side lobe even connection of the pre-circuit. The half-beam amplitude level is also varied in accordance with changes of the value of the variable phase shifters.

[0049] As above, explained structures and performances of the beam forming circuits for the N elements (N-2) beam that are able to scan beam using Butler Matrix. This explanation is in case of transmission, but this circuit can be implemented even for multi-beam forming circuit of receiving antennas.

[0050] As above, explained structures and performances of the beam forming circuits for the N elements (N-1) beam that are able to scan beam using Butler Matrix. This explanation is in case of transmission, but this circuit can be implemented even for multi-beam forming circuit of receiving antennas.

[0051]

**[Effect of the Invention]** The Butler Matrix is the beam forming circuit for the multi beam phased array antenna. The multi beam forming can realize by the small size circuit, but only formed fixed beam. This invention shall feature structure the pre-circuit on the front of the Butler Matrix for beam scanning. Shall input signals simultaneously with weighting by the pre-circuit to the input ports for forming antenna beams adjacent to the Butler Matrix, the beam scan can realize between adjacent directions of the beams. The power loss due to the pre-circuit shall be approximately  $3\sim 4\text{dB}$  minimize at the 1st example of actual operation. The weighting circuit (variable divider) to the signals consisted by the two Hybrids and one variable phase shifter, and distribution ratio shall be determined by the value of the variable phase shifters. Accordingly, the beam can be scan by the controlling by one variable phase shifter that shall simplify controlling mechanisms tremendously. Moreover, identified no deterioration to be occurred on the antenna side lobe even connected the pre-circuits.

### **[Simple Explanation of the Drawings]**

[Fig. 1] is explaining theory of the beam scan at the phased array.

[Fig. 2] is showing an example of the structure of the multi beam phased array antenna.

[Fig. 3] is showing block diagram of the 8 inputs 8 outputs Butler Matrix.

H9-232865



[Fig. 4] is showing eight antenna beam patterns that are formed by the 8 inputs 8 outputs Butler Matrix.

[Fig. 5] is showing excitation phase curve available by the 8 elements Butler Matrix.

[Fig. 6] is showing block diagram of the 8 inputs 8 outputs Butler Matrix excitation phase curve of Fig. 5.

[Fig. 7] is showing the example of the actual use of the 1st case of the installation.

[Fig. 8a] is showing an example of the block diagram of the variable divider.

[Fig. 8b] is showing an example of the block diagram of the variable divider using the Wilkinson power divider.

[Fig. 8c] is showing the transmission curve of the circuit of Fig. 8a or Fig. 8b.

[Fig. 9a] is showing the antenna beam patter structured by the circuit per Fig. 7 that is the beam scan curve.

[Fig. 9b] is showing the antenna beam patter structured by the circuit per Fig. 7 that is the beam scan curve.

[Fig. 9c] is showing the antenna beam patter structured by the circuit per Fig. 7 that is the beam scan curve.

[Fig. 9d] is showing the antenna beam patter structured by the circuit per Fig. 7 that is the beam scan curve.

[Fig. 10a] is showing the antenna gains and changes of the directions in accordance with the changes caused by settings of the value of the variable phase shifter inside pre-circuit.

[Fig 10b] is showing the changes of the half-beam amplitude level and level of the 1st side lobe.

[Fig. 11] is showing the values of the 4, 8 and 16 elements Butler Matrix regarding to setting the values of the fixed phase shifters  $114_1 \sim 114_{a_N}$  on the Fig. 7.

[Fig. 12] is showing the example of the actual use of the 2nd case of the installation.

[Fig. 13a] is showing the antenna beam pattern structured by the circuit on the Fig. 12 that is the curve of the beam scanning.

[Fig. 13b] is showing the antenna beam pattern structured by the circuit on the Fig. 12 that is the curve of the beam scanning.

[Fig. 13c] is showing the antenna beam pattern structured by the circuit on the Fig. 12 that is the curve of the beam scanning.

[Fig. 14a] is showing the antenna gains and changes of the directions in accordance with the changes caused by settings of the value of the variable phase shifter inside pre-circuit.

[Fig. 14b] is showing the changes of the half-beam amplitude level and level of the 1st side lobe.

### [Explanation of the Symbol]

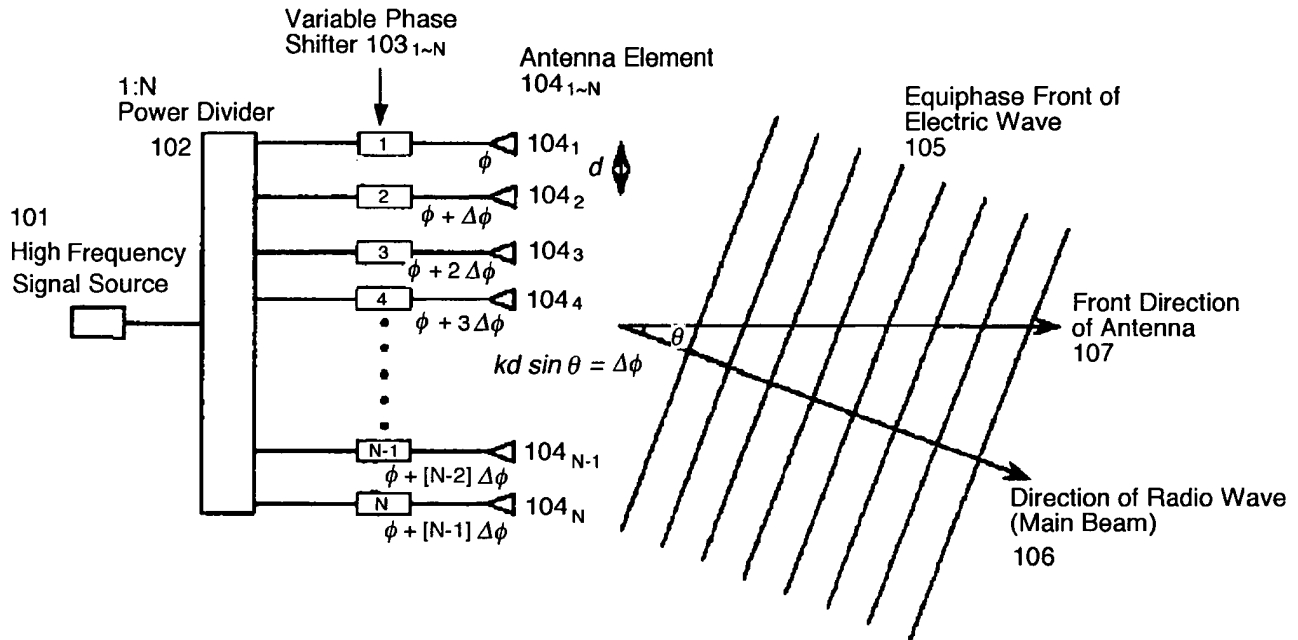
101, 101a <sub>1</sub> ~101a <sub>M</sub>	High Frequency Signal Source
102, 102a <sub>1</sub> ~102a <sub>M</sub>	1 : N Power Divider

H9-232865

103 <sub>1</sub> ~103 <sub>N</sub>	Variable Phase Shifter
103a <sub>1</sub> ~103a <sub>M</sub> , 103b	(N elements) Array of variable Phase Shifter

104 <sub>1</sub> ~104 <sub>N</sub> , 104b <sub>1</sub> ~104b <sub>N</sub>	Antenna Element
105	Equiphase Front of Electric Curve
106	Direction of radio wave (Main Beam Direction)
107	Direction of Antenna Front
108 <sub>1</sub> ~108 <sub>M</sub>	(N Elements) Array of the Variable attenuator
109	Inter Connection Circuit
110 <sub>1</sub> ~110 <sub>N</sub>	M : 1 Power Combiner
111 <sub>1</sub> ~111 <sub>N</sub>	power Amplifier
112 <sub>1</sub> ~112 <sub>8</sub> , 112a <sub>1</sub> ~112a <sub>N</sub> , 112b	High Frequency Signal Input Port
113 <sub>1</sub> ~113 <sub>12</sub>	90° Hybrid
114 <sub>1</sub> ~114 <sub>16</sub>	Fixed Phase Shifter
115 <sub>1</sub> ~115 <sub>8</sub> , 115a <sub>1</sub> ~115a <sub>N</sub> , 115b <sub>1</sub> , 115b <sub>2</sub>	High Frequency output Port
116	8 Elements Butler Matrix
117	8 Elements Butler Matrix with Phase Array
118 <sub>1</sub> ~118 <sub>N-1</sub>	Variable Power Divider
119 <sub>1</sub> ~119 <sub>N</sub> , 119 <sub>1</sub> ~119 <sub>N-1</sub>	Power Combiner
120	Pre-Circuit
121	Termination
122, 122 <sub>1</sub> ~122 <sub>N-1</sub>	Wilkinson Power Divider
123	2nd pre-Circuit

**Fig. 1**



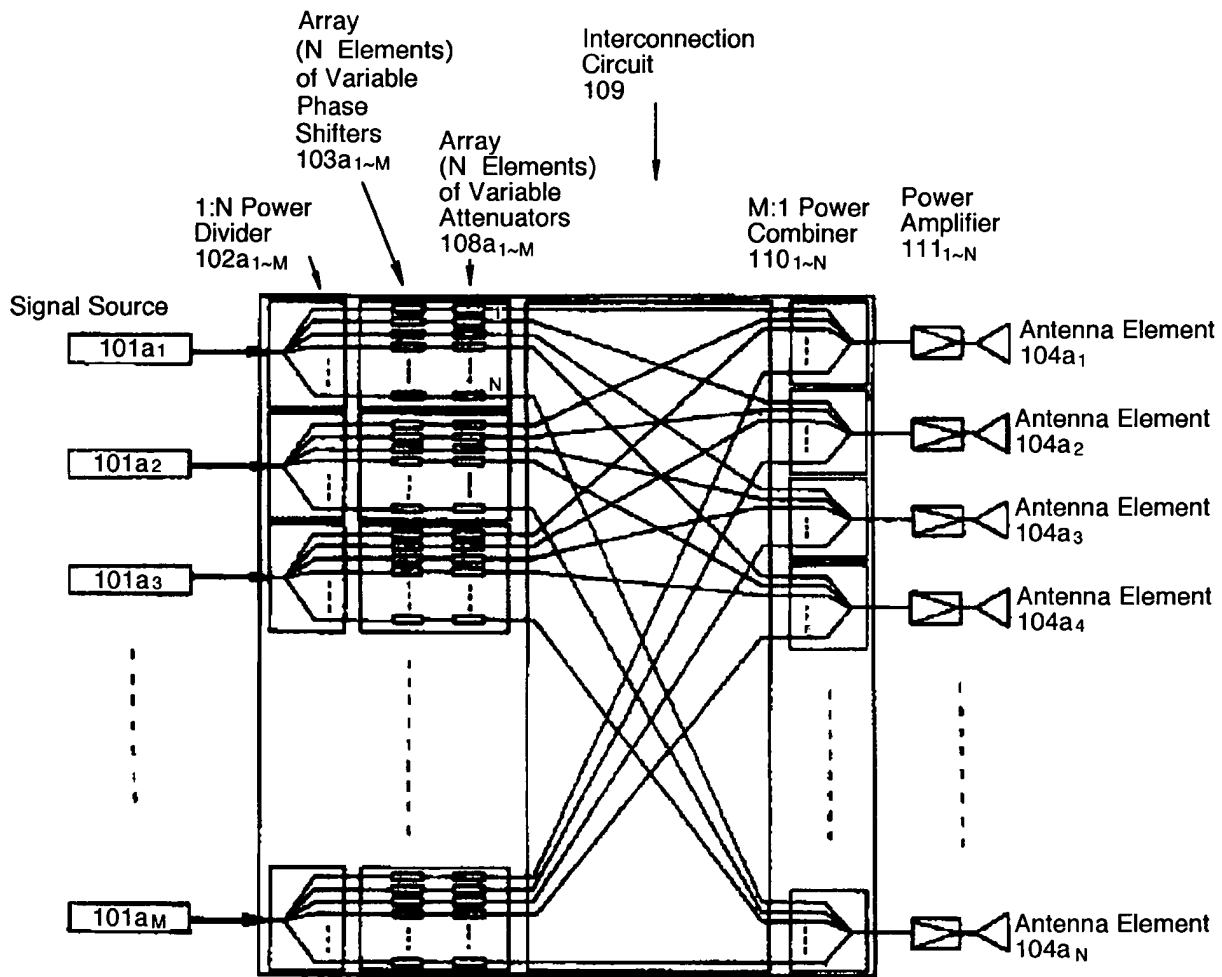
$d$  : Span of Antenna Elements

$\theta$  : Directin of Main Beam From Front of Antenna

$\phi : \phi + \Delta\phi \ \phi + 2\Delta\phi \ \phi + 3\Delta\phi, \dots, \phi + [N-1]\Delta\phi$  : Phase to Antenna Elements

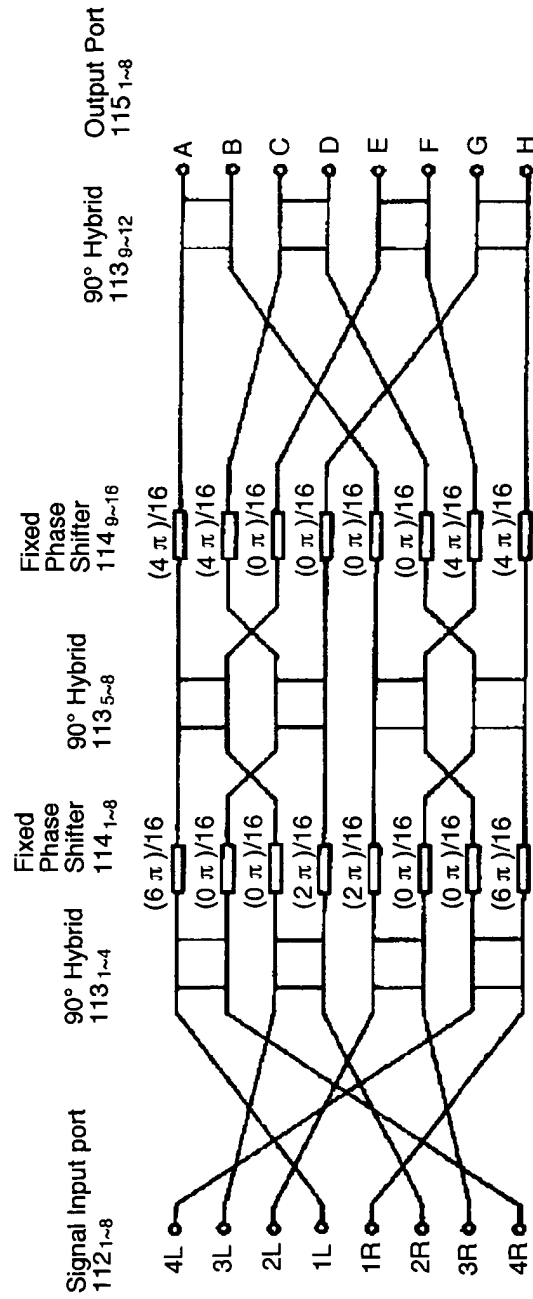
Explanation of the theory of the beam scan at Phased Array.

**Fig. 2**



A Structure Example of Multi Phased Array Antenna

Fig. 3

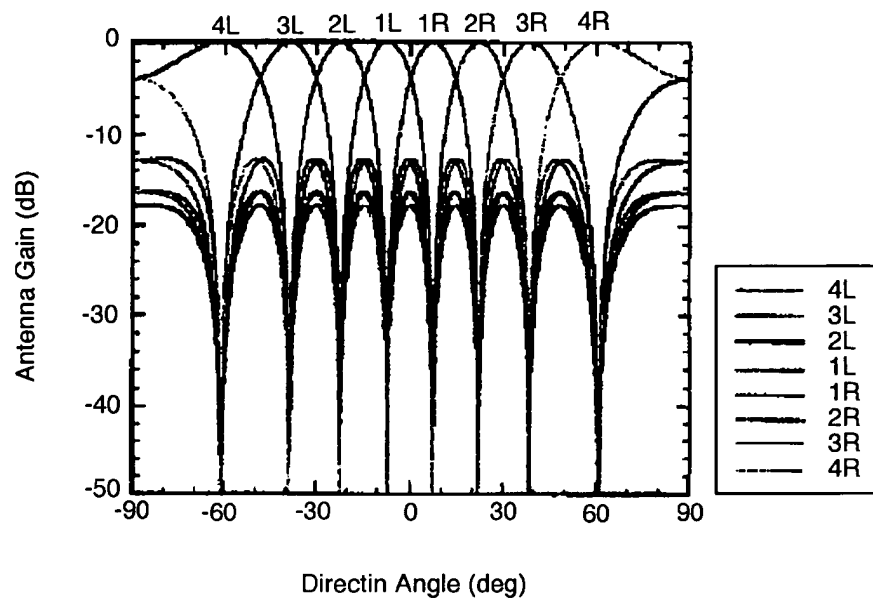


8 Elements Butler Matrix (Entire Circuit)

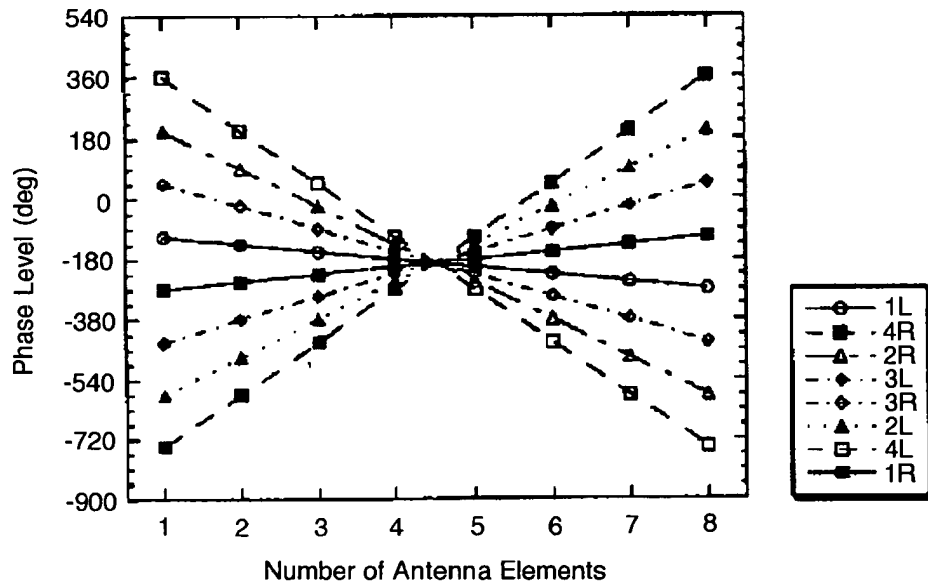
116

8 Input 8 Output Butler Matrix

**Fig. 4**

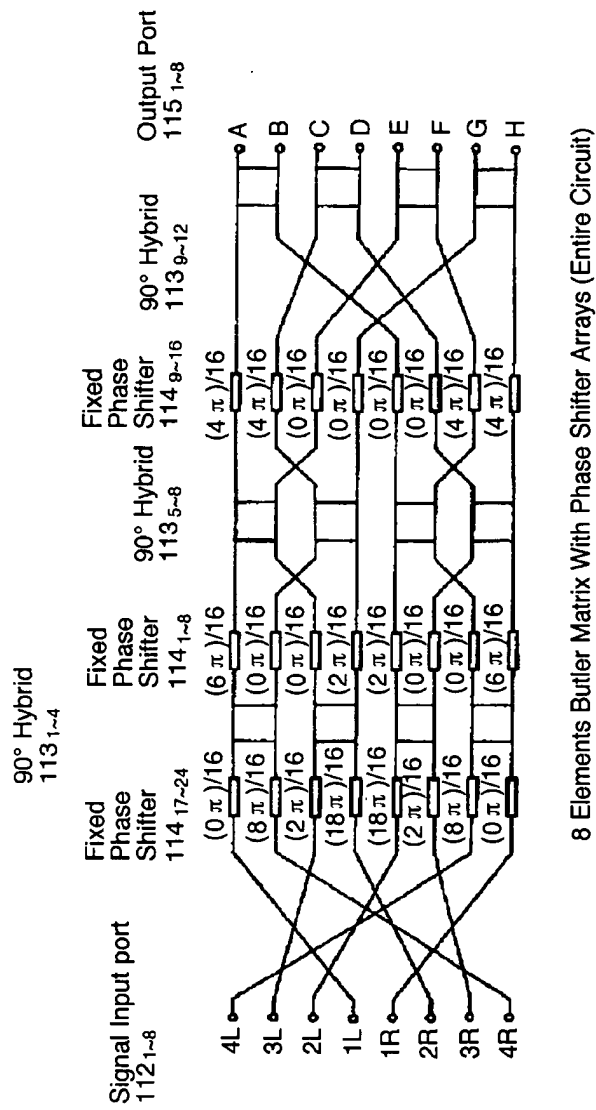


**Fig. 5**



Excitation Phase Distributions available by 8 Elements Butler Matrix.

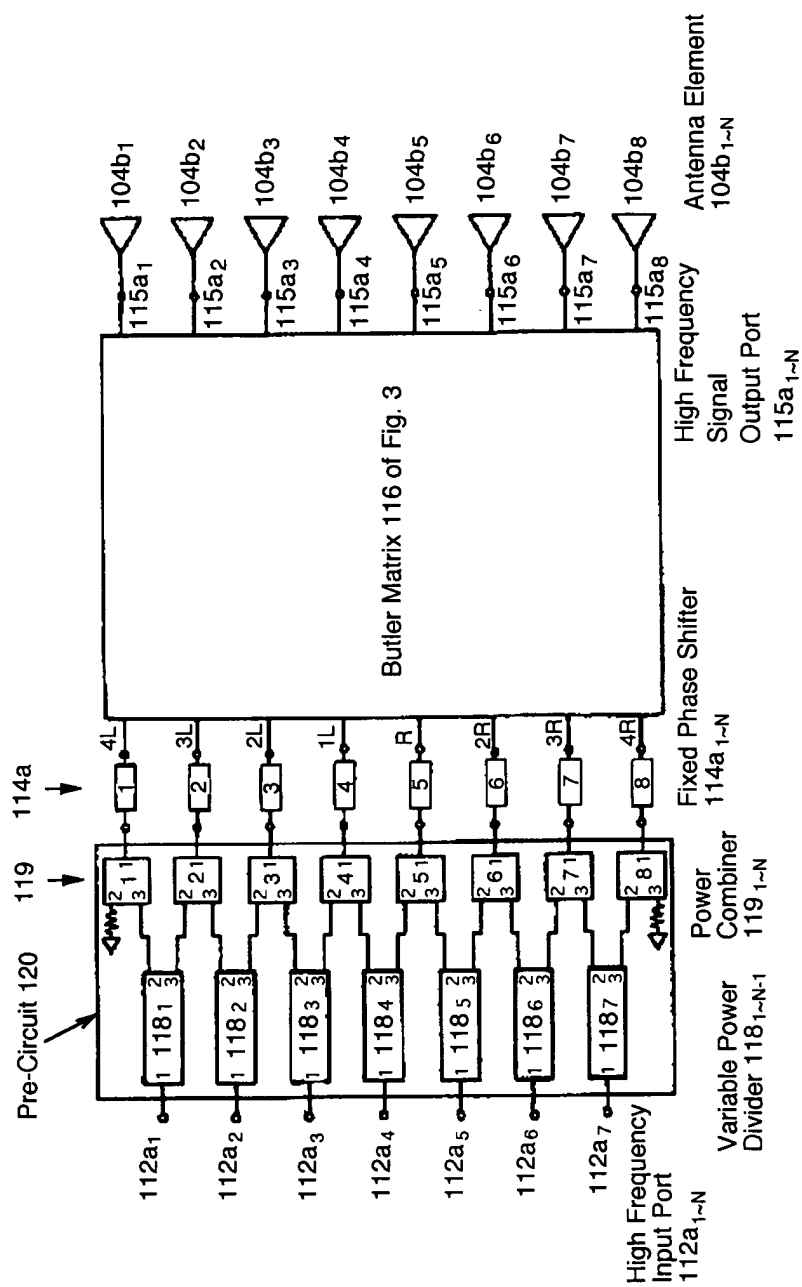
Fig. 6



117

8 Input 8 Output Butler Matrix to realize Excitation of Phase Distribution per Fig. 5.

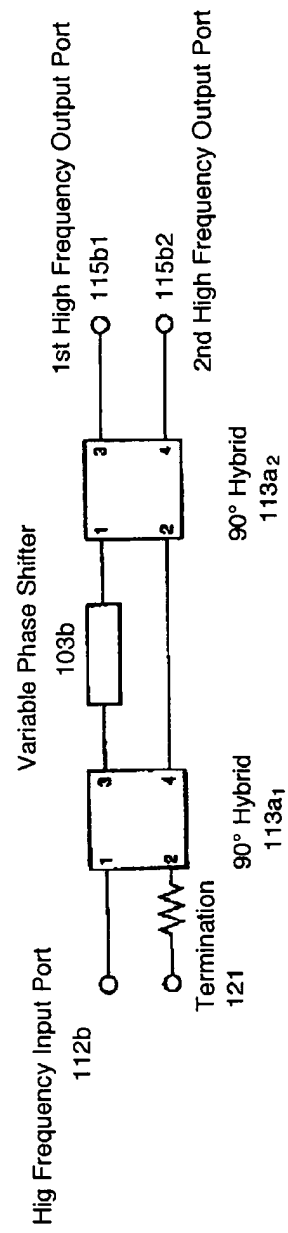
Fig. 7



### 1st Example of Actual Use

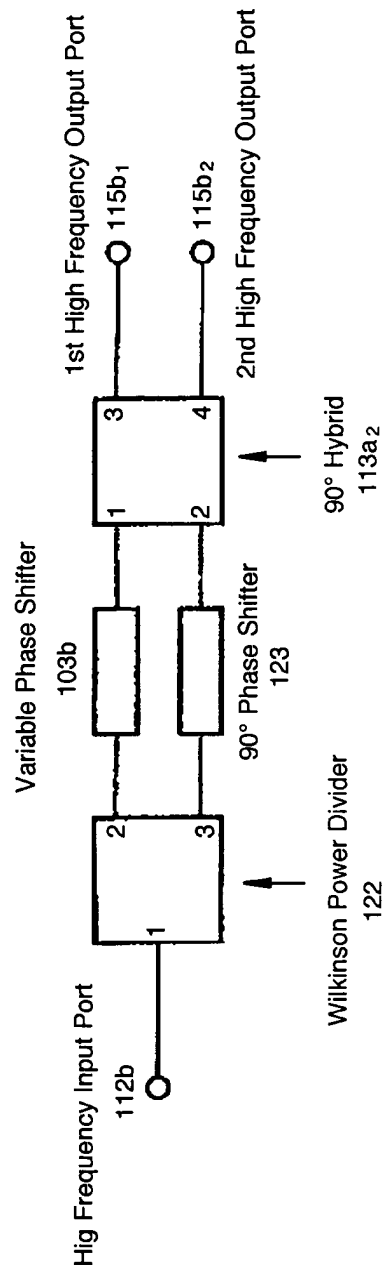


**Fig. 8 a**



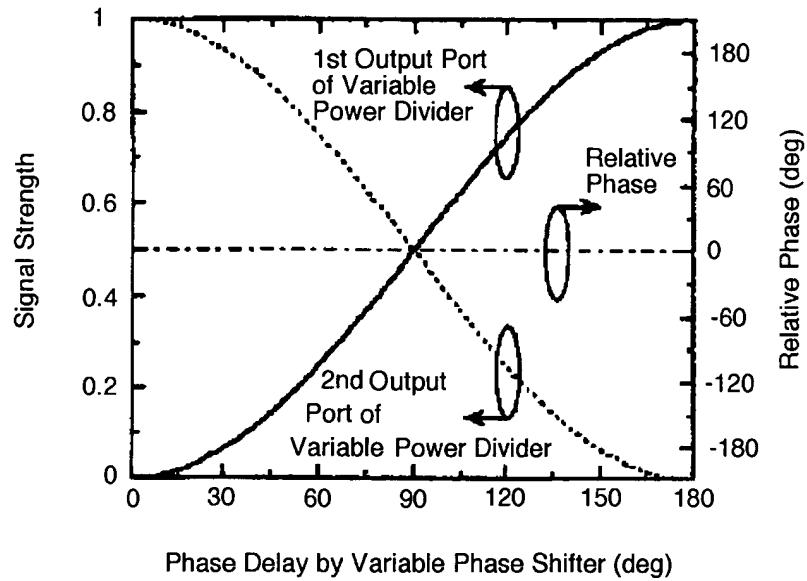
A structure example of Variable Power Divider

**Fig. 8 b**



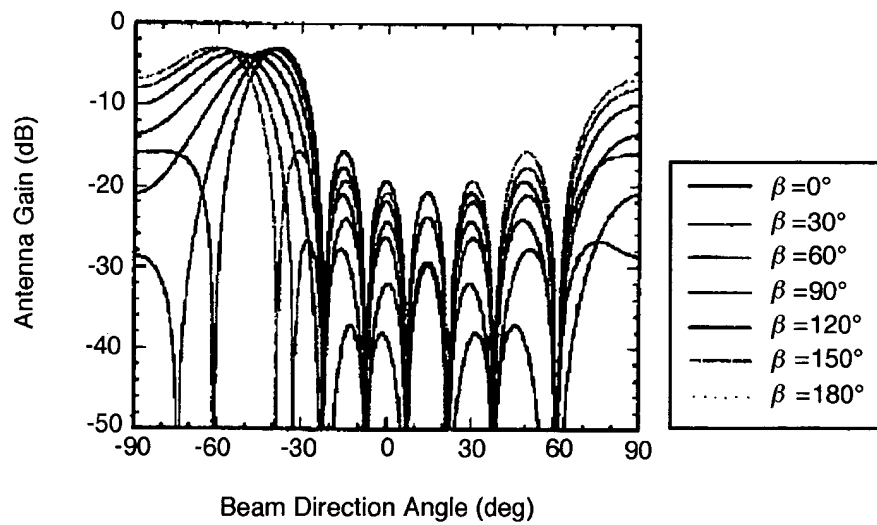
A structure of the Variable Power Divider using the Wilkinson Power Divider .

**Fig. 8 c**



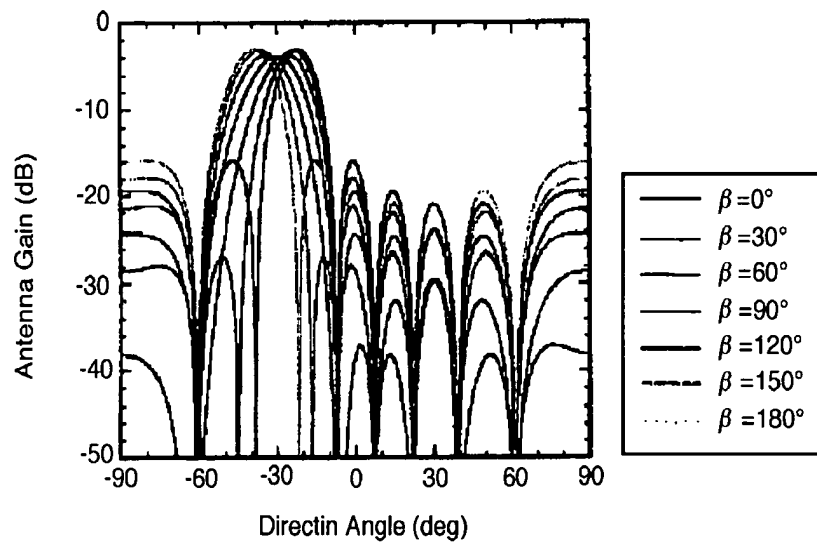
Transmission Characteristic of Variable Power Divider

**Fig. 9 a**

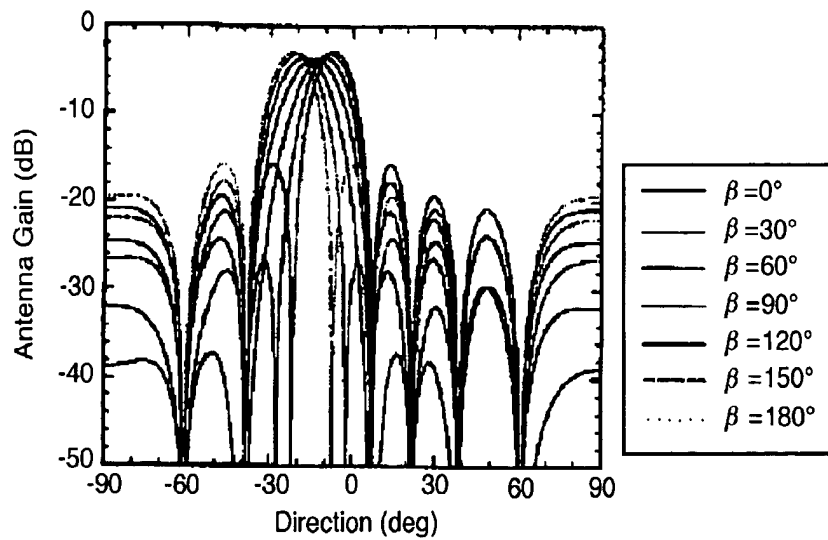


Beam Scan Characteristic (Between 4L-3L)

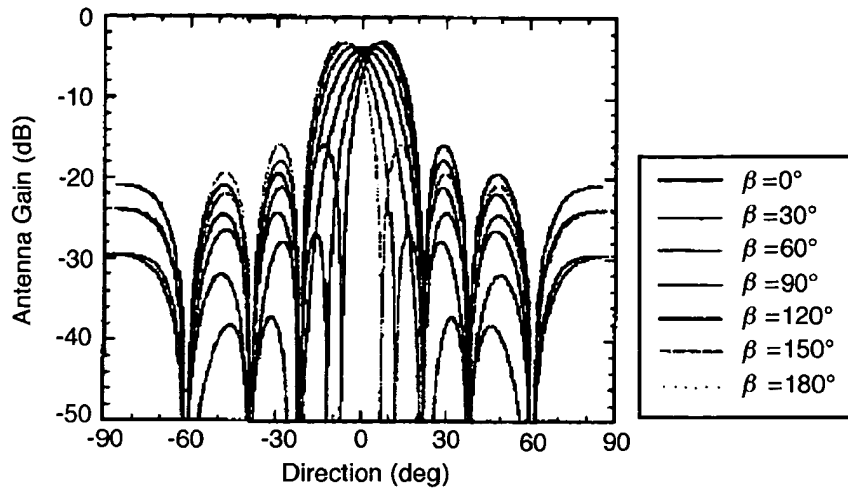
**Fig. 9 b**



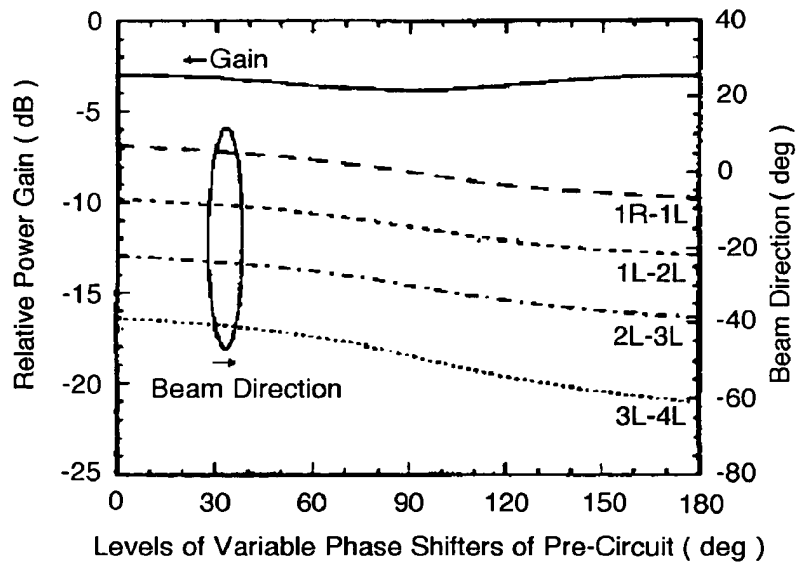
**Fig. 9 c**



**Fig. 9 d**

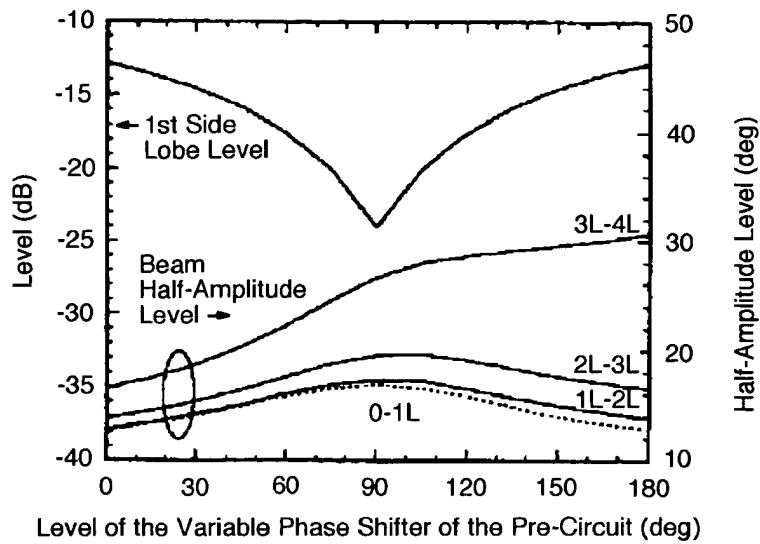


**Fig. 10a**



Main Beam Gains and Direction Changes in accordance with variation of the setting levels of the Variable Phase Shifters in the Pre-Circuit.

**Fig. 10 b**



1st Side Lobe Level and Variation of the Beam Half-Amplitude Level in accordance with variation of the setting level of the Variable Phase Shifters in the Pre-Circuit.

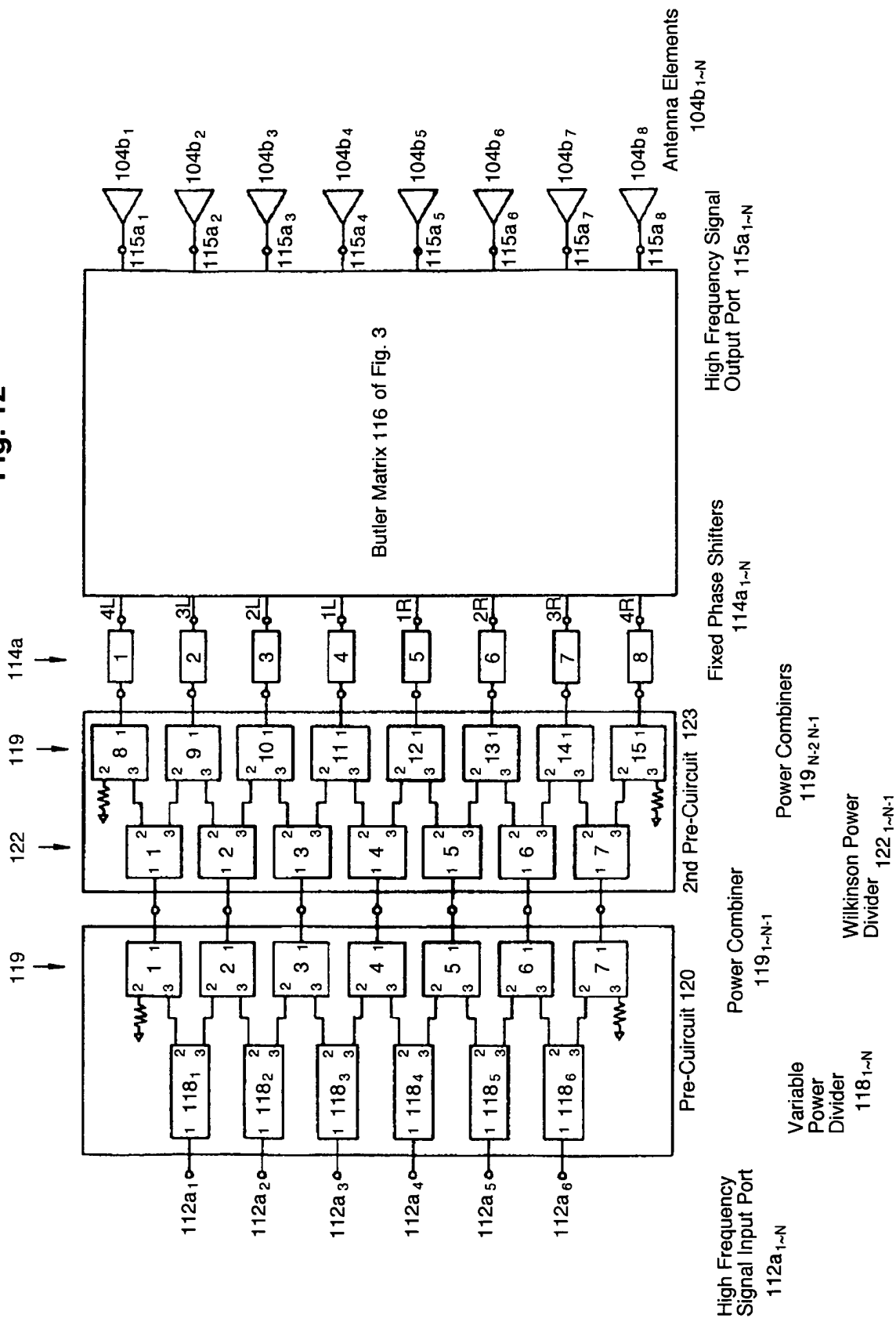
**Fig. 11**

Fixed Phase Shifter	4 Elements Butler Matrix	6 Elements Butler Matrix	16 Elements Butler Matrix
114a <sub>1</sub>	$180^\circ + \alpha$	$90^\circ + \alpha$	$180^\circ + \alpha$
114a <sub>2</sub>	$0^\circ + \alpha$	$22.5^\circ + \alpha$	$33.75^\circ + \alpha$
114a <sub>3</sub>	$0^\circ + \alpha$	$202.5^\circ + \alpha$	$225^\circ + \alpha$
114a <sub>4</sub>	$180^\circ + \alpha$	$0^\circ + \alpha$	$33.75^\circ + \alpha$
114a <sub>5</sub>	—————	$0^\circ + \alpha$	$213.75^\circ + \alpha$
114a <sub>6</sub>	—————	$202.5^\circ + \alpha$	$45^\circ + \alpha$
114a <sub>7</sub>	—————	$22.5^\circ + \alpha$	$213.75^\circ + \alpha$
114a <sub>8</sub>	—————	$90^\circ + \alpha$	$0^\circ + \alpha$
114a <sub>9</sub>	—————	—————	$0^\circ + \alpha$
114a <sub>10</sub>	—————	—————	$213.75^\circ + \alpha$
114a <sub>11</sub>	—————	—————	$45^\circ + \alpha$
114a <sub>12</sub>	—————	—————	$213.75^\circ + \alpha$
114a <sub>13</sub>	—————	—————	$33.75^\circ + \alpha$
114a <sub>14</sub>	—————	—————	$225^\circ + \alpha$
114a <sub>15</sub>	—————	—————	$33.75^\circ + \alpha$
114a <sub>16</sub>	—————	—————	$180^\circ + \alpha$

$\alpha$  is any level of common phase.

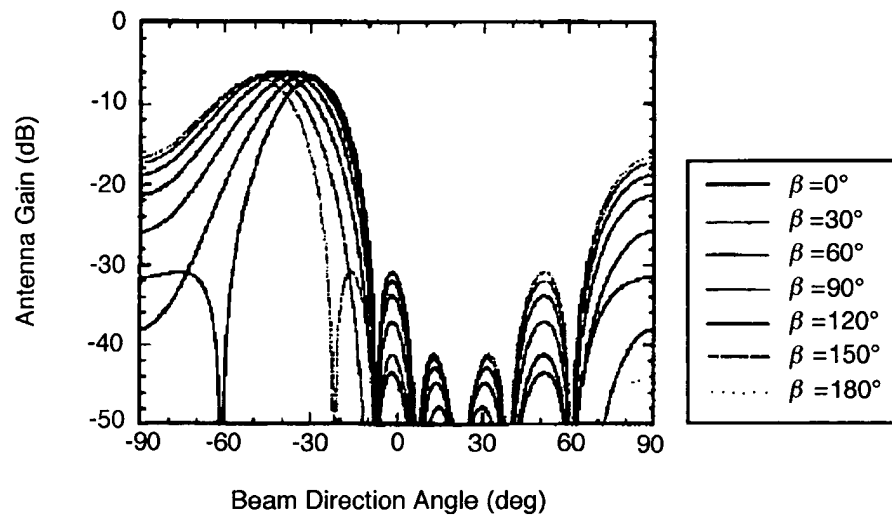
The levels of the Fixed Phase Shifters to be connected before Input ports of the Butler Matrix.

Fig. 12



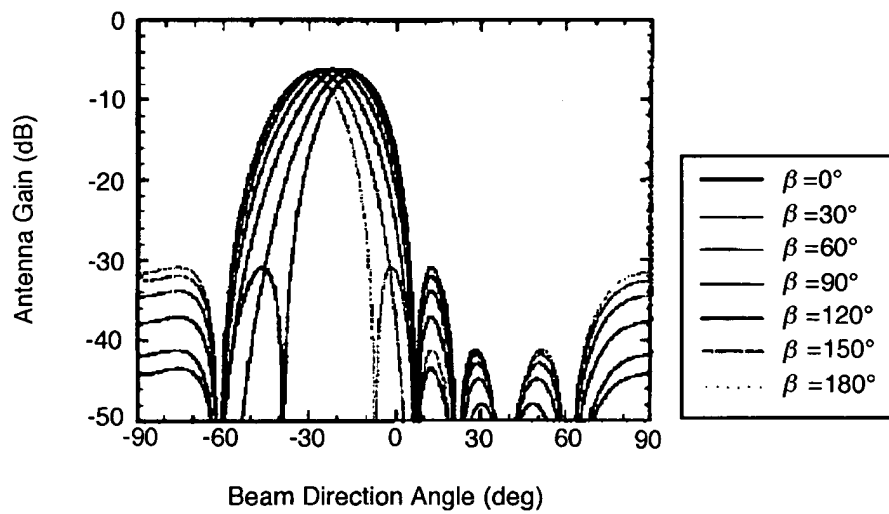
2nd Actual Example of This Invention

**Fig. 13 a**



Beam Scan Characteristic (Used 1st High Frequency Signal Input Port)

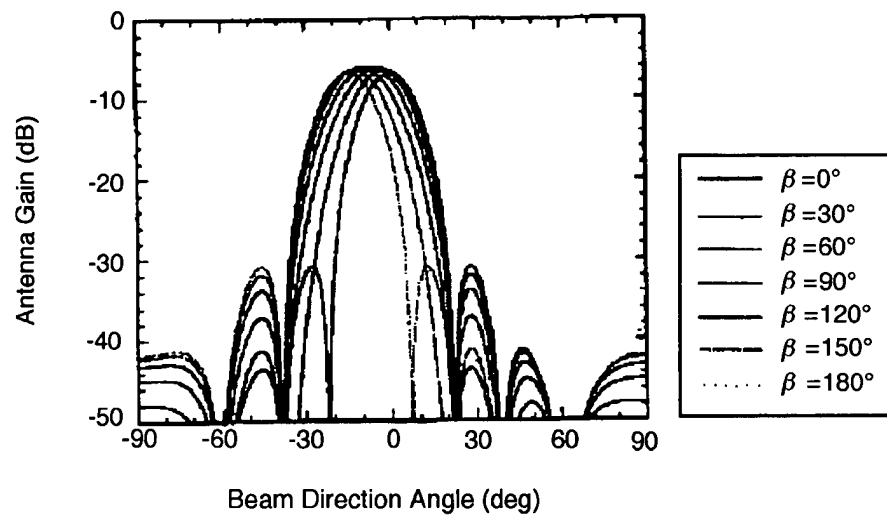
**Fig. 13 b**



Beam Scan Characteristic (Used 2nd High Frequency Signal Input Port)

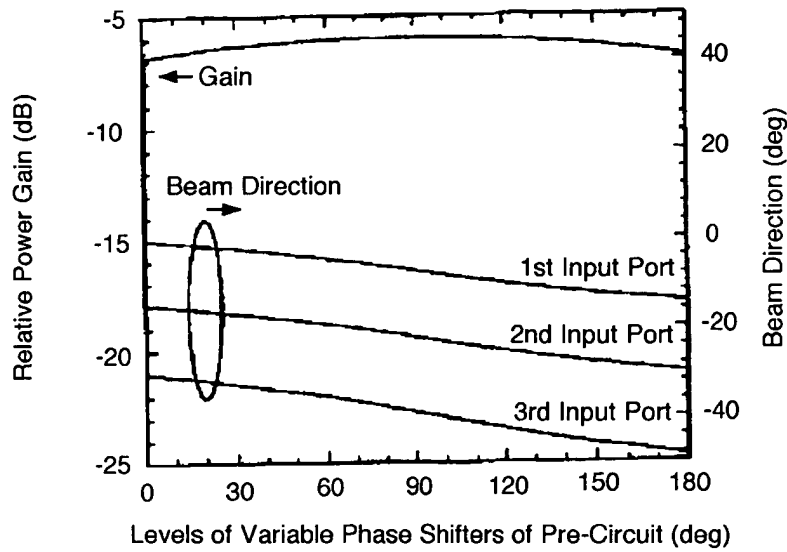


**Fig. 13 c**



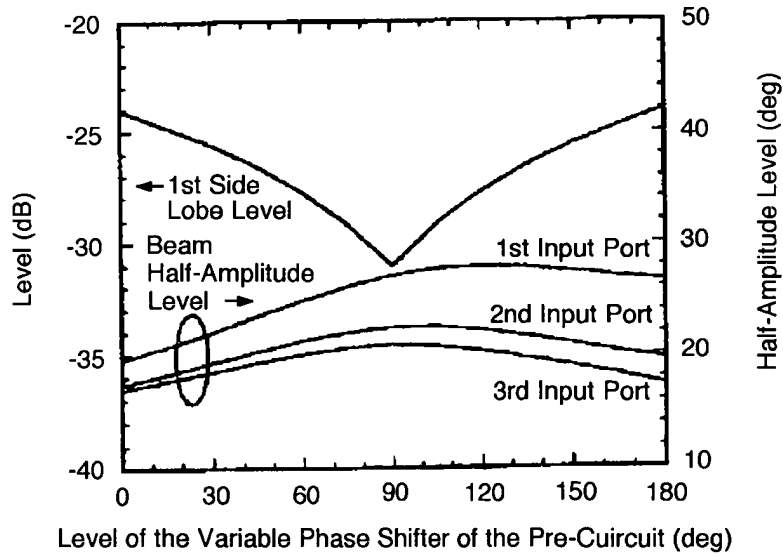
Beam Scan Characteristic (Used 3rd High Frequency Signal Input Port)

**Fig. 14 a**



Main Beam Gains and Direction Changes in Accordance with variation of the setting levels of the Variable Phase Shifters in the Pre-Circuit.

**Fig. 14 b**



Side Lobe Level and Variation of the Beam Half-Amplitude Level in accordance with variation of the setting level of the Variable Phase Shifters in the Pre-Circuit.

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平9-232865

(43) 公開日 平成9年(1997)9月5日

(51) Int.Cl.<sup>5</sup>

H 0 1 Q 25/04  
3/40

識別記号

庁内整理番号

F I

H 0 1 Q 25/04  
3/40

技術表示箇所

審査請求 未請求 請求項の数 4 F D (全 15 頁)

(21) 出願番号 特願平8-57011

(22) 出願日 平成8年(1996)2月21日

(71) 出願人 000004226

日本電信電話株式会社  
東京都新宿区西新宿三丁目19番2号

(72) 発明者 小林 理

東京都新宿区西新宿三丁目19番2号 日本  
電信電話株式会社内

(72) 発明者 大平 孝

東京都新宿区西新宿三丁目19番2号 日本  
電信電話株式会社内

(72) 発明者 小川 博世

東京都新宿区西新宿三丁目19番2号 日本  
電信電話株式会社内

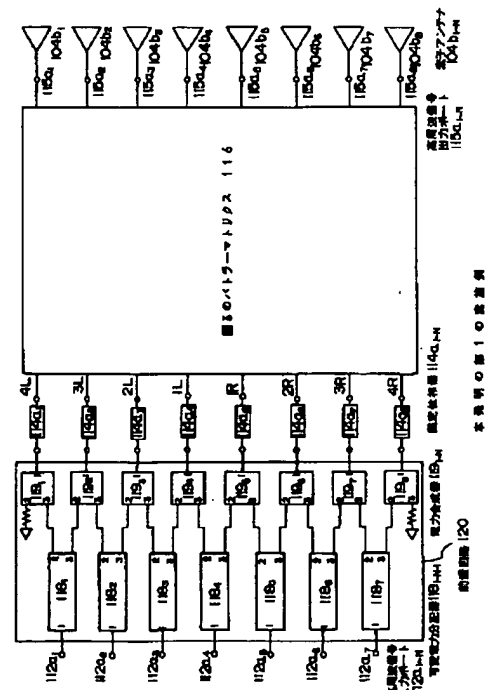
(74) 代理人 弁理士 山本 恵一

(54) 【発明の名称】 マルチビームアンテナ給電回路

(57) 【要約】

【課題】 従来のマルチビーム給電回路は、ビーム数と素子数の積に比例する数の可変位相器と可変減衰器を備える必要があり回路は大規模となり、かつビームを走査するためにはそれら膨大な数の素子の制御を行う必要がある。

【解決手段】 本発明は上記課題を解決するために、マルチビームフェーズドアレーアンテナの給電回路を、前置回路とバトラーマトリクスを組合わせて実現することを最も主要な特徴とする。前置回路は結合比を可変とする電気分配器(可変電力分配器)のアレーであり、バトラーマトリクスの複数の入力ポートに同時に信号を与える。前置回路において電力分配器の結合比を調整しバトラーマトリクスに与える信号に重付けを与えることにより、アンテナビームを走査する機能を持たせる。バトラーマトリクスに前置回路を付加するだけの構成であるので、ビーム数とアレー素子数の積に比例して回路は複雑化することなく、回路構成の簡略さは保たれる。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 1入力2出力の可変電力分配器の(N-1)個(Nは正の整数)のアレーと、2入力1出力のN個の電力合成器のアレーとからなり、第k番目( $1 \leq k \leq N-1$ , kは正の整数)の入力ポートを、第k番目の可変電力分配器に接続し、出力信号間で同相関係を保ったまま信号を任意の分岐比で二分配し、第k番目の可変電力分配器の一方の出力を第k番目の電力合成器の一方の入力に接続し、かつ第k番目の可変電力分配器の他方の出力を第(k+1)番目の電力合成器の他方の入力に各々接続するように構成した、(N-1)入力N出力の前置回路と、

N個の位相器のアレーと、

N入力N出力のバトラーマトリクスと、

を縦続接続して構成することを特徴とするマルチビームアンテナ給電回路。

【請求項2】 1入力2出力の可変電力分配器の(N-2)個(Nは正の整数)のアレーと、2入力1出力の(N-1)個の電力合成器のアレーとからなり、第k番目( $1 \leq k \leq N-2$ , kは正の整数)の入力ポートを、第k番目の可変電力分配器に接続し、出力信号間で同相関係を保ったまま信号を任意の分岐比で二分配し、第k番目の可変電力分配器の一方の出力を第k番目の電力合成器の一方の入力に接続し、かつ第k番目の可変電力分配器の他方の出力を第(k+1)番目の電力合成器の他方の入力に各々接続するように構成した、(N-2)入力(N-1)出力の第1の前置回路と、

1入力2出力の電力分配器の(N-1)個のアレーと、

2入力1出力のN個の電力合成器のアレーとからなり、

第k'番目( $1 \leq k' \leq N-1$ , k'は正の整数)の入力ポートを、第k'番目の電力分配器に接続し、第k'番目の電力分配器の一方の出力を第k'番目の電力合成器の一方の入力に接続し、かつ第k'番目の電力分配器の他方の出力を第(k'+1)番目の電力合成器の他方の入力に各々接続するように構成した、(N-1)入力N出力の第2の前置回路と、

N個の位相器のアレーと、

N入力N出力のバトラーマトリクスと、

を縦続接続して構成することを特徴とするマルチビームアンテナ給電回路。

【請求項3】 前記可変電力分配器が、高周波信号を等信号強度で分配出力する第1の90°ハイブリッドと、該第1の90°ハイブリッドから分配出力された信号を可変位相器を介した信号と介さない信号とを合成する第2の90°ハイブリッドとから構成される請求項1又は請求項2記載のマルチビームアンテナ給電回路。

【請求項4】 前記可変電力分配器が、入力された高周波信号を等分かつ同位相に分配出力するウイルキンソン電力分配器と、該ウイルキンソン電力分配器から分配出力された信号の、可変位相器を介した信号と90°位相

器を介した信号とを合成する90°ハイブリッドとから構成される請求項1又は請求項2記載のマルチビームアンテナ給電回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明はマルチビームアンテナ給電回路に関し、特にマルチビームの送信または受信を行うフェーズドアレーアンテナの給電回路に関する。

【0002】

【従来の技術】 アレーアンテナは複数の素子のアンテナより構成され、素子アンテナに高周波信号を同時に加えることにより、あたかもひとつのアンテナとして使うものである。フェーズドアレーアンテナでは、素子アンテナに加える高周波信号の振幅や位相(励振振幅位相分布)を制御し、アンテナビームの方向や形状を様々に変えることができる。特に、アンテナビームの方向を変えるためには素子アンテナに与える高周波信号の位相を制御する。

【0003】 図1は、素子アンテナを一次元状に等間隔で配置しているN素子のリニアアレーアンテナを例として、振幅位相分布の制御によりアンテナビームの走査を行うことができることを示したものである。送信アンテナを想定して説明を行う。高周波信号源101の出力は、1:N電力分配器102に入力され、N個の信号に分配される。1:N電力分配器102のそれぞれの出力は、可変移相器103<sub>1</sub>~103<sub>N</sub>に接続され、ついで素子アンテナ104<sub>1</sub>~104<sub>N</sub>に接続されている。素子アンテナ104<sub>1</sub>~104<sub>N</sub>に加えられる高周波信号の位相(遅れ)は、可変移相器103<sub>1</sub>~103<sub>N</sub>により、 $\phi$ 、 $\phi + \Delta\phi$ 、 $\phi + 2\Delta\phi$ 、 $\dots$ 、 $\phi + (N-1)\Delta\phi$ に設定される。つまり公差 $\Delta\phi$ 等差数列で表される位相の遅れが各素子アンテナに与えられる。したがって、アレーアンテナより放射された電波について等位相面を描くと電波の等位相面105のようになり、電波の進行方向106はアンテナ正面の方向107から角度 $\theta$ 傾いた方向となる。電波は角度 $\theta$ の方向に最大レベルで放射される。角度 $\theta$ は、N個の素子アンテナから放射される電波が同位相で足し合わされるという条件を満たし、

【0004】

$$k d \sin \theta = \Delta \phi \quad \dots (1)$$

【0005】で与えられる。ここで、kは波数、dは素子アンテナの間隔、 $\Delta\phi$ は隣接素子間の位相差である。式(1)から、 $\Delta\phi = 0$ の時にアンテナビームの方向 $\theta$ はゼロとなり、電波の進行方向106はアンテナの正面方向107と一致する。 $\Delta\phi$ の絶対値が大きくなるにしたがって $\phi$ はアンテナの正面方向107から離れることがわかる。また、 $\Delta\phi > 0$ の時にアンテナビームは紙面内で下方を向き、 $\Delta\phi < 0$ の時は上方を向く。このように、フェーズドアレーアンテナでは素子アンテナを励振

する高周波信号の位相分布の傾きにより、メインビームの方向が定まる。なお、以上では送信アンテナを例に用いて説明を行ったが、本回路では信号の進行方向は可逆であるので、ここで述べたアンテナビーム走査の原理は受信アンテナの場合にも成立する。

【0006】同時に複数ビームでの送信または受信可能なアンテナはマルチビームアンテナと呼ばれる。図2は、N素子のアレーアンテナを使ってM個のアンテナビームを同時に生成するフェーズドアレーアンテナの一構成例を示している。以下の説明ではマルチビームでの送信または受信を行うためのアンテナをマルチビームフェーズドアレーアンテナという。

【0007】回路はM個の独立の高周波信号源 $101a_1 \sim 101a_M$ 、M個の1:N電力分配器 $102a_1 \sim 102a_M$ 、M個の可変位相器のアレー（アレー数N） $103a_1 \sim 103a_M$ 、M個の可変減衰器のアレー（アレー数N） $108a_1 \sim 108a_M$ 、(M×N)入力(M×N)出力のインタコネクション回路109、N個のM:1電力合成器 $110a_1 \sim 110a_N$ 、N個の電力増幅器 $111a_1 \sim 111a_N$ 、N個の素子アンテナ $104a_1 \sim 104a_N$ より構成される。

【0008】例えば、高周波信号源 $101a_1$ の出力は1:N電力分配回路 $102a_1$ に入力され、N個に分配される。N個に分配された出力は、それぞれ、可変移相器のアレー $103a_1$ と可変減衰器のアレー $108a_1$ についてに接続され、所望の方向ならびにパタン形状のアンテナビームを形成するように位相と振幅の値が設定される。位相値の設定の原理は、前述のシングルビームのフェーズドアレーアンテナについての説明と同じである。可変減衰器はビームパタンを整形するために使う。残りの高周波信号源 $101a_2 \sim 101a_M$ についても、それぞれ同様に、1:N電力分配器 $102a_2 \sim 102a_M$ 、可変減衰器のアレー $108a_2 \sim 108a_M$ 、可変移相器のアレー $103a_2 \sim 103a_M$ に接続され、目的のアンテナビームを形成するよう、高周波信号の位相と振幅の値が設定される。

【0009】可変位相器と減衰器の出力である合計(N×M)個の高周波信号は、(N×M)個の入出力端子を有するインタコネクション回路109に入力される。インタコネクション回路109の後段には、N個のM:1電力合成回路 $110_1 \sim 110_M$ が接続されている。インタコネクション回路109は、第i番目の可変減衰器のアレー $108i$  ( $1 \leq i \leq M$ )について、その第1番目の出力をM:1電力合成器 $110_1$ に、第2番目の出力をM:1電力合成器 $110_2$ に、というように以下同様にして、第N番目の出力を第N番目のM:1電力合成器 $110_N$ に接続する役割を有する。M:1電力合成器 $110_1 \sim 110_M$ によって、それぞれのビームに対応するM個の系統の信号はひとつにまとめられる。M:1電力合成器 $110_1 \sim 110_M$ のそれぞれの出力は、電

力増幅器 $111a_1 \sim 111a_N$ により増幅され、素子アンテナ $104a_1 \sim 104a_N$ に給電される。素子アンテナから空間に放射された電波は、M個の独立なビームを形成する。

【0010】図2の回路では、M個のビーム方向や形状を、可変減衰器のアレー $108a_1 \sim 108a_M$ と可変移相器のアレー $103a_1 \sim 103a_M$ により任意に設定できる自由度がある。しかしながら、MビームN素子の給電回路ではN×M個の可変移相器と可変減衰器が必要であり、ビーム数やアンテナ素子数が多い場合にはその数は極めて多くなる。また、それに伴って、インタコネクション回路109の構成も複雑となる。さらに、M:1電力合成器 $110_1 \sim 110_N$ における高周波信号の合成損も問題である。理想的な特性のM:1電力合成器を用いても、個々の入力信号レベルに対する出力レベルは $1/M$ であり、ビーム数が多い場合には信号の減衰が信号伝送上の大きな障害となる。

【0011】マルチビームフェーズドアレーアンテナにおいて、ビーム配置が固定でよい場合には、給電回路にバトラーマトリクスを利用することが考えられる。バトラーマトリクスは、参考文献J. Butler and R. Lowe, "Beam-Forming Matrix Simplifies Design of Electronically Scanned Antennas", Electronic Design, Vol. 9, pp. 170-173, Apr. 1961. において提案された高周波マトリクス回路である。バトラーマトリクスは、複数(2のべき乗)の入力ポートと出力ポートを有し、ハイブリッド回路および固定位相器を多段に接続して構成される。特定の入力ポートに加えられた高周波信号は、全ての出力ポートに等しい信号強度で分配され、かつ、それらは等差数列で表される位相関係を有する。出力ポートのそれぞれは素子アンテナに接続されており、信号は空間に放射され、与えられた位相分布に対応する特定方向のビームが形成される。出力ポートには入力ポート毎に異なる公差の位相関係を有する高周波信号が現れるので、バトラーマトリクスの異なる入力ポートに信号を入力することにより異なる方向に放射されるビームが形成される。

【0012】図3は、8入力8出力のバトラーマトリクスの回路構成を示したものである。信号は8素子のアレーアンテナに給電され、入力ポートを選択することにより、8つの異なる方向にビームを形成できる。回路は、高周波信号入力ポート $112_1 \sim 112_8$  (4L、3L、2L、1L、1R、2R、3R、4R)と高周波信号出力ポート $115_1 \sim 115_8$  (A~H)を有し、12個の $90^\circ$ ハイブリッド $113_1 \sim 113_{12}$ および固定移相器 $114_1 \sim 114_{16}$ から構成されている。高周波信号を入力ポート $112_1 \sim 112_8$ のひとつに与えると、信号は $90^\circ$ ハイブリッド $113_1 \sim 113_4$ の

ひとつにより2分配され、次段の固定移相器 $114_1 \sim 114_8$ の二つにより位相遅れが与えられる。二つの信号は、次段の $90^\circ$ ハイブリッド $113_5 \sim 113_8$ の入力となりさらに2分配され4つになる。4つの信号は、次段の固定位相器 $114_9 \sim 114_{16}$ のうち4つにより位相遅れが与えられる。これらの信号は、さらに次段の $90^\circ$ ハイブリッド $113_9 \sim 113_{12}$ に入力され2分配され、最終的には8分配される。 $90^\circ$ ハイブリッドによる信号の分配と、固定位相器による位相遅れの設定の繰返しにより、出力ポートには、入力ポート毎に、別の等差数列で表される位相関係を有する信号が出現する。

【0013】図4には、図3の8素子のバトラーマトリクスにより形成されるマルチビームのアンテナビームパターンを示す。図示のパターンは計算によって求めたもので、計算では、素子アンテナの指向特性は無指向性、素子間隔は半波長としている。高周波信号入力ポート $112_1 \sim 112_8$ （4L、3L、2L、1L、1R、2R、3R、4R）への入力に対し、それぞれ、 $-61^\circ$ 、 $-38.7^\circ$ 、 $-22^\circ$ 、 $-7.2^\circ$ 、 $7.2^\circ$ 、 $22^\circ$ 、 $38.7^\circ$ 、 $61^\circ$ の方向に8つの独立なビームが形成されることがわかる。図中では、それぞれを、4L、3L、2L、1L、1R、2R、3R、4Rビームと名付けている。

【0014】バトラーマトリクスを用いたマルチビーム形成回路では、形成できるビーム方向ならびに間隔が固定である、入力ポートと出力ポートの数は等しくまたその数も2のべき乗である、等の制限がある。しかしながら、入力または出力のポート数をMとするとき、回路を構成するコンポーネントの数は $O(M \times \log M)$ のオーダーであり、多ビーム多素子のアレーアンテナでも回路の規模は爆発的には増大しない。また、図2の回路では電力合成器110における電力損失が問題であったが、バトラーマトリクスは原理的に無損失であることも利点とする。

#### 【0015】

【発明が解決しようとする課題】前項に説明したバトラーマトリクスは、図2に記載の一般的な構成のマルチビームフェーズドアレーアンテナの給電回路と比較して、回路を構成する素子の数は非常に少数ですむ。回路は無損失である、ことを利点とする。

【0016】しかしながら、形成されるビームは方向とともに間隔が固定である、との制限がある。図2に記載の一般的な構成のマルチビーム給電回路は、原理的に任意の方向と形状を有するビームを形成できるものの、ビーム数と素子数の積に比例する数の可変位相器と可変減衰器を備える必要があり回路は大規模で、またビームを走査するためにはそれら膨大な数の素子の制御を行う必要がある。

【0017】本発明は、以下の条件を備えたマルチビー

ムフェーズドアレーアンテナのビーム形成回路を提供することを目的とする。

(1) 回路規模や回路内における電力損失をそれほど増大させず、回路にある程度のビーム走査性を与える。

(2) ビーム走査のための制御を単純化し、ひとつのビーム走査をひとつの制御素子で行う。

(3) ビーム走査により、サイドローブレベル特性を劣化させない。

#### 【0018】

【課題を解決するための手段】本発明では、マルチビームフェーズドアレーアンテナの給電回路を、「前置回路」とバトラーマトリクスを組合わせて実現することを最も主要な特徴とする。前置回路は結合比を可変とする電気分配器（可変電力分配器）のアレーであり、バトラーマトリクスの複数の入力ポートに同時に信号を与える。前置回路において電力分配器の結合比を調整しバトラーマトリクスに与える信号に重付けを与えることにより、アンテナビームを走査する機能を持たせる。従来のバトラーマトリクスでは形成できるアンテナビームの方向や間隔は固定であるが、本発明によればそれらを可変できることが従来技術とは異なる。全体の回路は、バトラーマトリクスに前置回路を付加するだけの構成であるので、ビーム数とアレー素子数の積に比例して回路は複雑化することなく、回路構成の簡略さは保たれる。

【0019】従来技術の項で、図1において、アレーアンテナの各素子アンテナに等差数列で表されるよう励振位相分布の傾きを変えることにより、アンテナのメインビームの方向を可変とできることを説明した。

【0020】バトラーマトリクスでは、入力ポート毎に異なる位相分布の傾きが得られる。図5は8入力8出力のバトラーマトリクスのそれぞれの入力ポートに信号を加えるときに、各素子アンテナに出現する高周波信号の位相の値、すなわち励振位相分布を表している。ただし、アレーアンテナの開口面の中央（第4、第5素子アンテナの中央）ですべての位相の絶対値が一致するように位相調整を行うために、図3に示したバトラーマトリクスを図6に示すように改良した。図6に、図5の結果を得るために固定位相のアレーを入力部に追加した8素子のバトラーマトリクスを示す。図3のバトラーマトリクスとの違いは、高周波信号入力ポートと $112_1 \sim 112_8$ と $90^\circ$ ハイブリッド $113_1 \sim 113_4$ の間に新たに固定位相器 $114_{17} \sim 114_{24}$ のアレーを設けたことである。図5から、図6のそれぞれの入力ポートに高周波信号を入力するとき、アンテナ開口面において、順に、素子間で、 $-157.5^\circ$ 、 $-112.5^\circ$ 、 $-67.5^\circ$ 、 $-22.5^\circ$ 、 $22.5^\circ$ 、 $67.5^\circ$ 、 $112.5^\circ$ 、 $157.5^\circ$ の位相差を持つ信号が得られることがわかる。なお、各出力ポートに表れる信号強度は素子に係らず一定である。上述の励振分布の差異により異なる方向のアンテナビームが形成される。すなわ

ち、ある入力ポートに信号を加えると特定の方向のビームが形成され、入力ポートと形成されるビームとは1対1の関係を有する。

【0021】もし仮に、ひとつの高周波信号源の信号を二分し、それら間で信号の同相関係を保ったまま、上述のバトラーマトリクスにおいて隣接するビームを形成する入力ポートに与えることを考える。二つの入力ポートのうち、第1の入力ポートに信号を加えれば第一の励振分布が得られ、第二の入力ポートに信号を加えれば別の第二の励振分布が得られることは前述した。これらふたつの入力ポートに同時に信号を加えれば、中間的な傾きを有する信号が出力ポートに得られることが予想できる。さらに、ふたつの入力ポートに与える信号の分岐比を変えることにより、出力ポートの位相の傾きは第一の励振分布の持つ傾きと第二の励振分布の持つ傾きとの間で調整可能である。励振分布とアンテナビームは1対1に対応するので、ふたつの入力ポート同時に信号を加えることにより、第一の入力ポートに対応するビームと第二の入力ポートに対応するビームの中間的な方向を持つビームが形成できる。同時に入力する信号に重み付けを与えることにより、ビームの方向を第一のビームと第二のビームの方向の間の範囲で走査可能となる。これが本発明の根本原理である。

【0022】以上の考えは、ある高周波信号源の出力をN個に分配し、バトラーマトリクスにおいて隣接するビームを形成するN個の入力ポートに信号を同時に入力し、N個のポートの信号の重み付けを可変とすることによりビームの走査を行う回路に拡張できる。

#### 【0023】

【発明の実施の形態】以下には、バトラーマトリクスのふたつの隣接するビームを形成する入力ポートに信号を同時に与えることにより、そのふたつのビームの方向の間にビーム走査を可能とする給電回路を説明する。

【0024】図7は、本発明の第1の実施の形態例における8素子のバトラーマトリクスを用いる場合の回路全体の構成を示しており、回路は「前置回路」部120と「バトラーマトリクス」部116より構成されている。

【0025】前置回路120は、後段に接続するバトラーマトリクスの入力または出力のポート数をNとすると（ここでは $N=8$ ）、一般には $(N-1)$ 個の入力ポート $112a_1 \sim 112a_N$ とN個の出力ポート $115a_1 \sim 115a_N$ を備えた回路である。前置回路の第k番目 $(1 \leq k \leq (N-1))$ の入力ポートに加えた高周波信号は、前置回路の第k番目ならびに第 $(k+1)$ 番目の出力ポートに現れる。第k番目の入力ポートに加えた高周波信号に対して、第k番目および第 $(k+1)$ 番目の出力ポートに現れる高周波信号は、電力の総和は一定で、分岐比は任意に設定可能である、との特性を有する。また、ふたつの高周波信号の位相は常に同相である。

【0026】前置回路は、 $(N-1)$ 個の可変電力分配器 $118_1 \sim 118_N$ と電力合成器 $119_1 \sim 119_N$ より構成される。前置回路の第k番目の入力ポートに加えた高周波信号は、第k番目の可変電力分配器 $118_k$ に入力される。

【0027】可変電力分配器は1入力2出力の回路で、出力に任意の分岐比をとることができ、出力の2信号は分岐比に係わらず同相とする。図8aと図8bに単独の可変電力分配器の構成を二つの例として示し、図8cには計算により求めた特性を示す。

【0028】図8aの可変電力分配器は、 $90^\circ$ ハイブリッド $113a_1$ 及び $113a_2$ 、可変位相器 $113b$ および終端抵抗器 $121$ より構成されている。高周波信号が $90^\circ$ ハイブリッド $113a_1$ に入力される。 $90^\circ$ ハイブリッドは四端子回路網で、図の第1ポートに入力された信号は、第3および第4ポートに等信号強度で出力される。ただし、第3ポートと第4ポートの信号の位相を比較するとき、第4ポートの出力信号は第3ポートの出力信号に対して $90^\circ$ の位相遅れがある。第2ポートは使用しないので終端抵抗を接続してある。 $90^\circ$ ハイブリッド $113a_1$ の第3ポートは $90^\circ$ ハイブリッド $113a_2$ の第1ポートに可変位相器 $103b$ を介して接続され、 $90^\circ$ ハイブリッド $113a_1$ の第4ポートは $90^\circ$ ハイブリッド $113a_2$ の第2ポートに接続されており、分配された信号は $90^\circ$ ハイブリッド $113a_2$ において再び合成される。

【0029】可変位相器 $103b$ により与えられる位相遅れがゼロのとき、 $90^\circ$ ハイブリッド $113a_1$ の第3ポートー可変位相器 $103b$ ー $90^\circ$ ハイブリッド $113a_2$ の第1ポートを経て第3ポートに至る信号と、 $90^\circ$ ハイブリッド $113a_1$ の第4ポートー $90^\circ$ ハイブリッド $113a_2$ の第2ポートを経て第3ポートに至る信号は、ちょうど $180^\circ$ の位相差を有し、互いに打ち消し合うことになりハイブリッドの第3ポートに信号出力はない。一方、 $90^\circ$ ハイブリッド $113a_1$ の第3ポートー可変位相器 $103b$ ー $90^\circ$ ハイブリッド $113a_2$ の第1ポートを経て第4ポートに至る信号と、 $90^\circ$ ハイブリッド $113a_1$ の第4ポートー $90^\circ$ ハイブリッド $113a_2$ の第2ポートを経て第4ポートに至る信号は、ちょうど同相となり強め合うこととなり、入力信号のすべては $90^\circ$ ハイブリッド $113a_2$ の第4ポートに出力する。

【0030】また、可変位相器 $103b$ により与えられる位相遅れを $180^\circ$ とすると、 $90^\circ$ ハイブリッド $113a_1$ の第3ポートー可変位相器 $103b$ ー $90^\circ$ ハイブリッド $113a_2$ の第1ポートを経て第3ポートに至る信号と、 $90^\circ$ ハイブリッド $113a_1$ の第4ポートー $90^\circ$ ハイブリッド $113a_2$ の第4ポートを経て第3ポートに至る信号は同相で、入力信号のすべては $90^\circ$ ハイブリッド $113a_2$ の第3ポートに出力す

る。一方、 $90^\circ$  ハイブリッド  $113a_1$  の第3ポートー可変位相器  $103b-90^\circ$  ハイブリッドの第1ポートを経て  $90^\circ$  ハイブリッド  $113a_2$  の第4ポートに表れる信号と、 $90^\circ$  ハイブリッド  $113a_1$  の第4ポートー  $90^\circ$  ハイブリッド  $113a_2$  の第2ポートを経て第4ポートに表れる信号の位相差は  $180^\circ$  度となり、第2のハイブリッド  $113a_2$  の第4ポートの出力はゼロとなる。

【0031】図8cは、可変位相器  $103b$  により与えられる位相遅れの値を0から  $360^\circ$  度の間で変化させたときに、 $90^\circ$  ハイブリッド  $113a_2$  の第3ポート（第1の高周波信号の出力ポート  $115b_1$ ）と第4ポート（第2の高周波信号の出力ポート  $115b_2$ ）に現れる二信号の強度とその相対位相をプロットしたものである。可変位相器  $103b$  の値を変化させることにより、二つのポートの出力の分岐比を任意の値に設定することがわかる。しかも、二つの出力ポート間の信号の相対位相は、可変位相器による位相遅れ0から  $180^\circ$  度の間でその値に係わらずゼロで一定であることが読みとれる。

【0032】図8aに記載の可変電力分配器において  $90^\circ$  ハイブリッド  $113a_1$  をウィルキンソン電力分配器に置き換えて構成することも可能である。図8bに回路構成を示す。ウィルキンソン電力分配器  $122$  は1入力2出力の回路であり、回路は入力高周波信号を等分かつ同位相の二信号を出力する。図8aと図8bの回路は完全に置換可能で、図8bに示した回路構成により図8cに示した特性が得られる。

【0033】 $(N-1)$  個の可変電力分配器  $118_1 \sim 118_{N-1}$  のアレーの次段には、 $N$  個の電力合成器  $119_1 \sim 119_N$  が置かれている。第  $k$  番目の可変電力分配器  $118_k$  の第1の出力（第2ポートからの出力）は、そのまま第  $k$  番目の電力合成器  $119_k$  の第2の入力ポート（第3ポート）に加えられる。また、第  $k$  番目の可変電力分配器  $118_k$  の第2の出力は（第3ポートからの出力）、第  $(k+1)$  番目の電力合成器  $119_{k+1}$  の第1の入力ポート（第2ポート）に加えられる。なお、第1番目の電力合成器  $119_1$  の入力端子（第2ポート）と第  $N$  番目の電力合成器  $119_N$  の第2の入力端子（第2ポート）には、信号入力がないため終端してある。

【0034】以上に説明した回路構成により、前置回路  $120$  の第  $k$  番目の入力ポート  $112a_k$  に与えた信号は、前置回路  $120$  の第  $k$  および第  $(k+1)$  番目の出力ポート  $115_k$ 、 $115_{k+1}$  に同相関係を保ち任意の分配比で出現する。分岐比は、可変電力分配器  $118_k$  内の可変位相器の値により可変である。

【0035】第  $k$  番目の電力合成器  $119_k$  の出力（第1ポートの出力）は、それぞれ、固定位相器のアレー  $114a_1 \sim 114a_N$  を経て、バトラーマトリクス  $11$

6に接続されている。

【0036】固定位相器のアレー  $114a_1 \sim 114a_N$  とバトラーマトリクス  $116$  の組み合わせは、図6に図示したバトラーマトリクス  $117$  に相当するもので、固定位相器のアレーの役割はすべての入力ポートに対しアレーアンテナの開口の中心の絶対位相を一致させるためのものである。

【0037】図7における固定位相器  $114a_1 \sim 114a_N$  に設定する値について検討した。4、8、16素子のバトラーマトリクスについての値を図11に示す。ただし、バトラーマトリクスの入力ポートは、4素子のものは2L、1L、1R、2Rビーム、8素子のものは4L、3L、2L、1L、1R、2R、3R、4Rビーム、16素子のものは8L、7L、6L、5L、4L、3L、2L、1L、1R、2R、3R、4R、5R、6R、7R、8Rビームを順に形成するように整列しているものとする。ただし、ビームの番号は、図1において定義したアンテナ正面方向  $106$  に最も近いものから1、2、3、・・・とし、また電波の進行方向（アンテナメインビームの方向に相当する） $106$  が図面の紙面上向きのをL、下向きのをRとする規則に従って示している。

【0038】バトラーマトリクスのあるポートに入力された信号は、回路内でアレー素子の数の分に分配され、それらはある特定の方向のビームを形成するための位相関係を満たしている。第  $k$  番目の入力ポートのみに信号を加えるとき、第  $k$  番目のビームを形成する。第  $(k+1)$  番目の入力ポートのみに信号を加えるとき、第  $k$  番目のビームと隣接する第  $(k+1)$  番目のビームが形成される。今の場合、第  $k$  番目と第  $(k+1)$  番目の入力ポートに同じ信号を入力しているので、その中間の方向にビームが形成される。ビームの方向は信号の分岐比により異なる。例えば、分岐比が1対1の場合には、第  $k$  番目と  $(k+1)$  番目の中央にビームが形成される。もし第  $k$  番目のポートの方の信号が強ければビームは第  $k$  番目のビームの方向に近づき、第  $(k+1)$  番目のポートの方が強ければビームは第  $k$  番目のビームの方向に近づいたものとなる。特別の場合として第  $k$  番目または第  $(k+1)$  番目のポートに信号電力が集中する場合があり（可変電力分配器  $119_k$  内の可変位相器の値が0または  $180^\circ$  の時）、そのときはそのそれぞれの方向にビームが形成される。

【0039】図9a～図9dは上述の7入力8出力のビーム形成回路により形成されるアンテナビームパターンを示している。アンテナビームパターンは計算によって求めたもので、素子アンテナの指向性は無指向性とし、設置の間隔は半波長としている。可変位相器の設定地の値により図9a、図9b、図9c、図9dは、前置回路  $120$  の可変電力分配器  $118_1$ 、 $118_2$ 、 $118_3$ 、 $118_4$  内の可変移相器の設定値  $\beta$  をパラメータにとり、



ビームパターンをプロットしている。可変移相器の設定値  $\beta$  が  $0$  から  $180^\circ$  変化するとき、図 9 a ではメインビームの方向は  $-38.7^\circ$  から  $-61^\circ$ 、図 9 b ではメインビームの方向は  $-22^\circ$  から  $-38.7^\circ$ 、図 9 c では  $-7.2^\circ$  から  $-22^\circ$ 、図 9 d では  $+7.2^\circ$  から  $-7.2^\circ$  の間で変化することが読みとれる。ビームの走査は各ポートで独立に行える。なお、前置回路 120 の残りの入力ポートについての特性は、図 9 a、図 9 b、図 9 c の場合と対称であると考えられるので図示を省略した。

【0040】図 10 a と図 10 b は図 9 a ～図 9 d に図示した形成されたアンテナビームについてまとめたもので、ビームの方向、利得、第 1 サイドローブのレベル、ビーム半値幅の 4 つを、可変位相器の設定値  $\beta$  をパラメータとしてプロットしたものである。図 10 a から、可変位相器の値によりビームの方向が可変であることは明らかである。また、ビーム方向の変化に伴いアンテナ利得にわずかな変動がある。アンテナ利得の変動の様子は入力ポートに係わらず同一で、分岐比が 1 対 1 となる  $\beta = 90^\circ$  の場合にアンテナ利得は最低となり、レベルは相対的に  $-0.85 \text{ dB}$  小さくなる。前置回路付加によるアンテナ利得の低下、すなわち、回路の電力損失は  $3 \sim 3.86 \text{ dB}$  である。また、図 10 b からは、第 1 サイドローブのメインビームに対するレベルは  $\beta = 0^\circ$  または  $180^\circ$  において  $-12.8 \text{ dB}$  であるが、 $\beta = 90^\circ$  すなわち分配比 1 対 1 となる時に最小値  $-24 \text{ dB}$  をとることが読みとれる。変化の様子は、入力ポート（ビーム）に係わらず同一である。バトラーマトリクスに前置回路を接続する本発明において、サイドローブのレベルに劣化はないことがわかる。また、ビーム半値幅も可変位相器の値の変化に伴い変わる。

【0041】以上、ビーム走査可能な、バトラーマトリクスを利用した  $(N-1)$  ビーム素子用のマルチビーム形成回路について構成と回路の特性を説明した。説明では送信系を想定して行ったが、本回路は受信アンテナ用のマルチビーム形成回路としても適用できる。

【0042】図 12 は本発明の第 2 の実施の形態例における回路全体の構成を示す図である。回路は  $(N-2)$  入力  $N$  出力のマトリクス回路で、前置回路 120、第 2 の前置回路 123、バトラーマトリクス 116 の 3 つの部分より構成されている。前置回路 120 は  $(N-2)$  入力  $(N-1)$  出力、第 2 の前置回路 123 は  $(N-1)$  入力  $N$  出力のマトリクス回路である。ただし、 $N$  はバトラーマトリクスの入力ポート又は出力ポートの数である。図 12 は  $N=8$  の場合について図示している。

【0043】図 12 において、高周波信号入力ポート  $112a_1 \sim 112a_{N-2}$  から前置回路 120 の高周波信号を入力する。図 12 の前置回路は第 1 の実施の形態例に記した場合と比較して入出力ポートの数がひとつ少ない分、可変電力分配器と電力合成器がそれぞれひとつ少

ないが、回路の構成ならびに動作は同じである。第  $k'$  番目  $(1 \leq k' \leq (N-2))$  の  $112a_{k'}$  に加えられた信号は、第  $k'$  番目の可変電力分配器  $118_{k'}$  に入力され、ふたつの出力ポートには任意の比に二分された信号が出力される。第  $k'$  番目の可変電力分配器  $118_{k'}$  のひとつの出力は第  $k'$  番目の電力合成器  $119_{k'}$  の入力ポートのひとつに、他方の出力は第  $(k'+1)$  番目の電力合成器  $119_{k'+1}$  の入力ポートのひとつに加えられる。前置回路 120 の  $(N-1)$  個の出力は、第 2 の前置回路 123 に入力される。

【0044】第 2 の前置回路 123 は、 $(N-1)$  個の電力分配器  $122_1 \sim 122_{N-1}$  のアレーと  $N$  個の電力合成器  $119_N \sim 119_{2N-1}$  のアレーから構成されている。第 2 の前置回路 123 の第  $k'$  番目のポートに加えられた高周波信号は、第  $k'$  番目の電力分配器  $122_{k'}$  に入力され、信号は同相関係を保ち二分される。電力分配器  $122_{k'}$  により二分された信号の一方は前置回路 123 内の第  $k'$  番目の電力合成器  $119_{N+k'-1}$  の入力のひとつに、もう一方は第  $(k'+1)$  番目の電力合成器  $119_{N+k'}$  の入力のひとつに加えられる。電力合成器においても、ふたつの信号は同相で合成される。なお、前置回路 123 内の第 1 番目と第  $N$  番目の電力合成器  $119_N$  および  $119_{2N-1}$  にはひとつの信号しか与えられていないので、信号が与えられていない入力ポートには終端抵抗を接続してある。

【0045】前置回路 120 と第 2 の前置回路 123 は、合わせて、 $(N-1)$  入力  $N$  出力の回路を形成する。第  $k$  番目の高周波信号入力ポート  $112a_{k'}$  に加えた信号は、第 2 の前置回路の第  $k'$ 、 $k'+1$ 、 $k'+2$  番目の出力ポートに、信号強度が  $\alpha/8 : 1/8 :$

$(1-\alpha)/8$  の比で、同相関係を保ち出現する。ただし、ここで  $\alpha$  は可変電力分配器における電力分岐比を表し、 $\alpha : (1-\alpha)$  の強度比で信号を出力する。また、ウインキンソン電力分配器  $122_1 \sim 122_{N-1}$  は等信号強度で信号を分配し、電力合成器  $119_1 \sim 119_{2N}$  は二信号を等信号強度で合成する。

【0046】第 2 の前置回路 123 の出力以降の回路構成は、第 1 の実施の形態例に記したものと同一である。第 2 の前置回路 123 の  $N$  個の出力は、固定位相器のアレー  $114a_1 \sim 114a_N$  を経てバトラーマトリクス 116 に接続されている。

【0047】次に、上述の 6 入力 8 出力のビーム形成回路により形成されたアンテナビームパターンを計算によって求めた。それらを図 13 a ～図 13 c に示す。計算では素子アンテナは無指向性で、素子間隔は半波長とした。前置回路 120 の可変電力分配器は図 8 a 又は図 8 b のように構成されており、その分岐比は回路内の可変位相器の値により変わる。可変電力分配器の分岐比が変われば、第 2 の前置回路の 3 つの隣接するポートに出現する信号の分岐比も変わり、アンテナビームの走査が可

能となる。図13a～図13cは、前置回路120の可変電力分配器118<sub>1</sub>、118<sub>2</sub>、118<sub>3</sub>内の可変位相器の設定値 $\beta$ をパラメータにとり、 $\beta$ を0から180°まで30°おきに變化させた時のビームパターンをプロットしたものである。図13aではメインビームの方向は-30°から-48.6°、図13bではメインビームの方向は-14.5°から-30°、図13cでは14.5°から-14.5°の範囲で變化することがわかる。ビームの走査は各ポートで独立に行う。なお、前置回路120の残りの入力ポートについての特性は、図13a、図13b、図13cの場合と対称であると考えられるので省略する。

【0048】図14aと図14bには、図13に示したアンテナビームの形状の性質についてまとめた。ビームの方向、利得、第1サイドローブのレベル、ビーム半値幅の4つを、可変位相器の設定値 $\beta$ をパラメータとしてプロットしている。図14aから、それぞれのビームについて、可変位相器の値とビームの方向の関係がわかる。ビーム方向の變化に伴いアンテナ利得にわずかな変動がある。図12の本実施の形態例の回路においても第1の実施の形態例の回路の場合と同様に、アンテナ利得の変動の様子は入力ポートに係わらず同一で、特に、可変電力分配器の分岐比が0:1あるいは1:0となる $\beta=0^\circ$ 又は180°の場合にアンテナ利得は最低となり、レベルは相対的に-0.85dB小さくなる。また、前置回路付加によるアンテナ利得の全体的なレベルの低下、即ち、回路の電力損失は6.02～6.87dBである。図14bからは、サイドレベルの變化の様子がよみとれる。第1サイドローブのメインビームに対するレベルは $\beta=0^\circ$ または180°において-24dBであるが、 $\beta=90^\circ$ すなわち分配比1:1となる時に最小値-31dBをとる。變化の様子は、入力ポート（アンテナビーム）に係わらず同一である。バトラーマトリクスに前置回路を接続する本発明において、前置回路を増設することによりサイドローブのレベルに劣化はないことがわかる。ビーム半値幅も可変位相器の値の變化に伴い変わる。

【0049】以上、バトラーマトリクスを利用した、ビーム走査可能な(N-2)ビームN素子用のマルチビーム形成回路の構成と特性を説明した。本説明は送信系を想定して行ったが、本回路は受信アンテナのマルチビーム形成回路としても適用できる。

【0050】以上、ビーム走査可能な、バトラーマトリクスを利用した(N-1)ビームN素子用のマルチビーム形成回路について構成と回路の特性を説明した。説明では送信系を想定して行ったが、本回路は受信アンテナにも適用できる。

【0051】

【発明の効果】バトラーマトリクスはマルチビームフェーズドアレーアンテナ用のビーム形成回路である。小さ

な回路規模でマルチビームの形成が可能であるが、固定ビームの形成しか行えなかった。本発明は、バトラーマトリクスの前段にビーム走査を行うための前置回路を設けたことを特徴とする。前置回路により信号をバトラーマトリクスの隣接するアンテナビームを形成する入力ポートに同時かつ重み付けして入力することにより、隣接するアンテナビームの方向の間でのビームの走査を可能とした。前置回路を付加することによる回路の電力損失も、例えば実施例1の場合には、約3～4dBと小さなものであった。また、信号の重付けを行う回路（可変電力分配器）は2つのハイブリッドとひとつの可変位相器により構成され、可変位相器の値により分配比が定まる。これにより、ひとつの可変位相器の制御でビームが走査可能で、制御機構の大幅な簡略化を可能とした。さらに、前置回路を接続することによって、アンテナサイドローブレベルの劣化が生じないことを明らかにした。

【図面の簡単な説明】

【図1】フェーズドアレーにおけるビーム走査の原理を説明する図である。

【図2】マルチビームフェーズドアレーアンテナの一構成例を示す図である。

【図3】8入力8出力のバトラーマトリクスの回路構成を示した図である。

【図4】8入力8出力のバトラーマトリクスにより形成される8つのアンテナビームパターンを示した図である。

【図5】8素子のバトラーマトリクスにより得られる励振位相分布を表した図である。

【図6】図5の励振位相分布を実現する8入力8出力のバトラーマトリクスの回路構成を示したものである。

【図7】本発明の第1の実施の形態例の一例を示した図である。

【図8a】可変電力分配器の一構成例を示した図である。

【図8b】ウィルキンソン電力分配器を用いた可変電力分配器の別の構成例を示した図である。

【図8c】図8aまたは図8bの回路の伝送特性を示している。

【図9a】図7の回路により構成されるアンテナビームパターンを示したもので、ビーム走査特性を示した図である。

【図9b】図7の回路により構成されるアンテナビームパターンを示したもので、ビーム走査特性を示した図である。

【図9c】図7の回路により構成されるアンテナビームパターンを示したもので、ビーム走査特性を示した図である。

【図9d】図7の回路により構成されるアンテナビームパターンを示したもので、ビーム走査特性を示した図である。

【図10a】前置回路内可変位相器設定値の變化に伴う

アンテナ利得と方向の変化を示した図である。

【図10b】第1サイドローブのレベル、ビーム半値幅の変化を示した図である。

【図11】図7における固定位相器114a<sub>1</sub>～114a<sub>N</sub>に設定する値について4、8、16素子のバトラーマトリクスについての値を示す図である。

【図12】本発明の第2の実施の形態例の一例を示した図である。

【図13a】図12の回路により構成されるアンテナビームパターンを示したもので、ビーム走査特性を示した図である。

【図13b】図12の回路により構成されるアンテナビームパターンを示したもので、ビーム走査特性を示した図である。

【図13c】図12の回路により構成されるアンテナビームパターンを示したもので、ビーム走査特性を示した図である。

【図14a】前置回路内可変位相器設定値の変化に伴うアンテナ利得と方向の変化を示した図である。

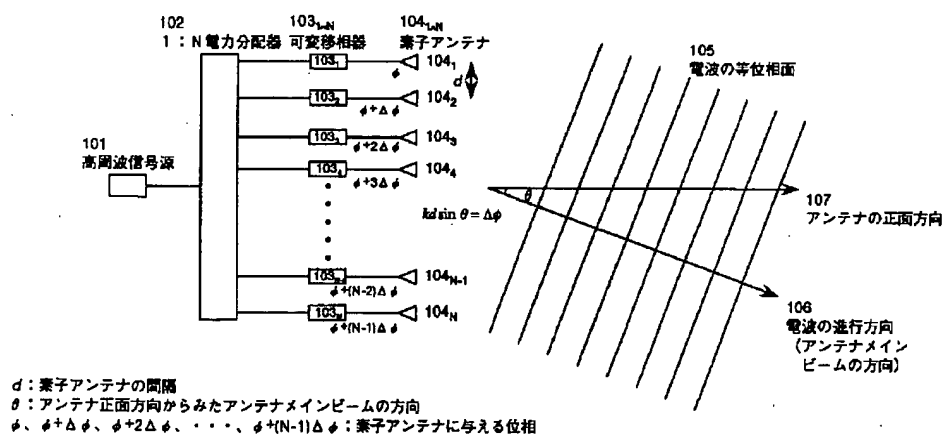
【図14b】サイドローブのレベル、ビーム半値幅の変化を示した図である。

【符号の説明】

101、101a<sub>1</sub>～101a<sub>M</sub> 高周波信号源  
102、102a<sub>1</sub>～102a<sub>M</sub> 1:N電力分配器  
103<sub>1</sub>～103<sub>N</sub> 可変位相器  
103a<sub>1</sub>～103a<sub>M</sub>、103b 可変位相器のアレー (N素子)

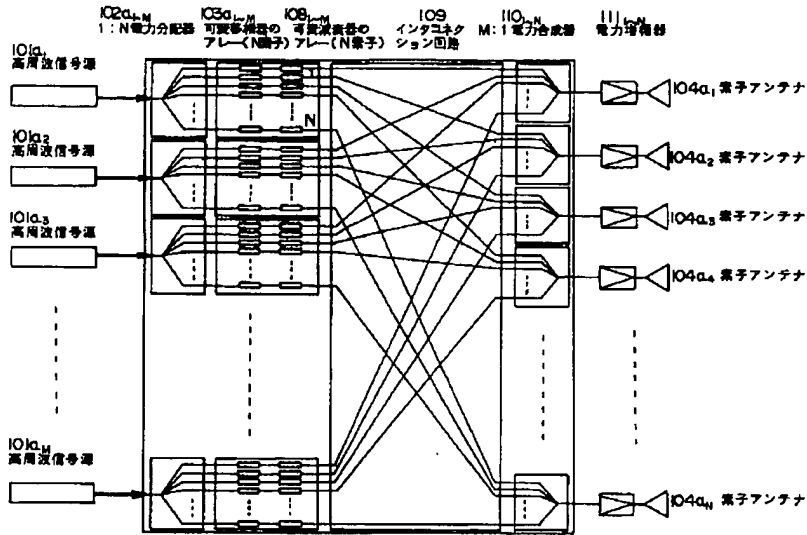
104<sub>1</sub>～104<sub>N</sub>、104b<sub>1</sub>～104b<sub>N</sub> 素子アンテナ  
105 電波の等位相面  
106 電波の進行方向 (アンテナメインビームの方向)  
107 アンテナの正面方向  
108<sub>1</sub>～108<sub>M</sub> 可変減衰器のアレー (N素子)  
109 インタコネクション回路  
110<sub>1</sub>～110<sub>N</sub> M:1電力合成器  
111<sub>1</sub>～111<sub>N</sub> 電力増幅器  
112<sub>1</sub>～112<sub>8</sub>、112a<sub>1</sub>～112a<sub>N</sub>、112b 高周波信号入力ポート  
113<sub>1</sub>～113<sub>12</sub> 90° ハイブリッド  
114<sub>1</sub>～114<sub>16</sub> 固定位相器  
114a<sub>1</sub>～114a<sub>N</sub> 固定位相器  
115<sub>1</sub>～115<sub>8</sub>、115a<sub>1</sub>～115a<sub>N</sub>、115b<sub>1</sub>、115b<sub>2</sub> 高周波信号出力ポート  
116 8素子のバトラーマトリクス  
117 位相アレー付8素子のバトラーマトリクス  
118<sub>1</sub>～118<sub>N-1</sub> 可変電力分配器  
119<sub>1</sub>～119<sub>N</sub>、119<sub>1</sub>～119<sub>2N-1</sub> 電力合成器  
120 前置回路  
121 終端抵抗  
122、122<sub>1</sub>～122<sub>N-1</sub> ウィルキンソン電力分配器  
123 第2の前置回路

【図1】

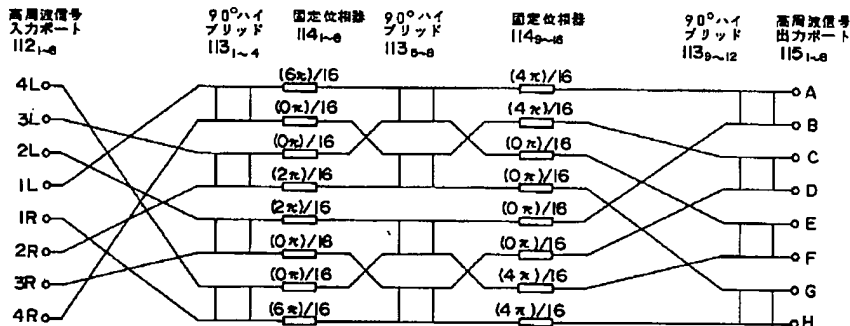


フェーズドアレーにおけるビーム走査の原理を説明する図

【図2】



【図3】

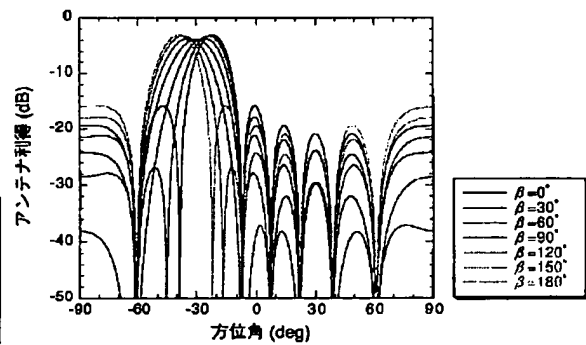
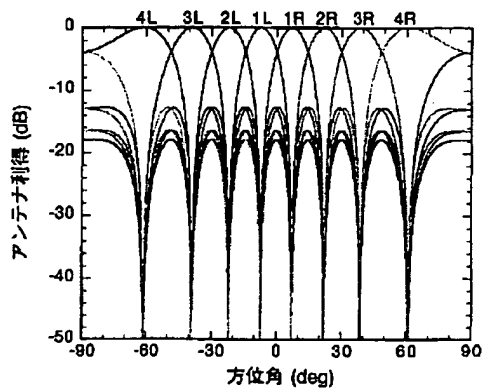


116 8素子のバタラーマトリクス  
(回路全体)

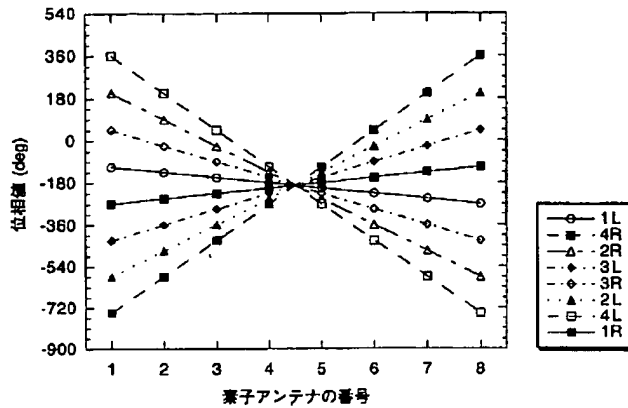
8入力8出力のバタラーマトリクス

【図4】

【図9b】

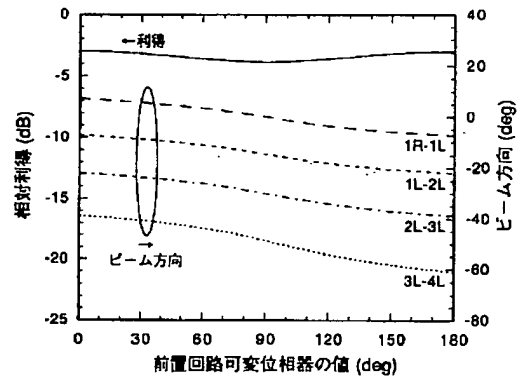


【図 5】



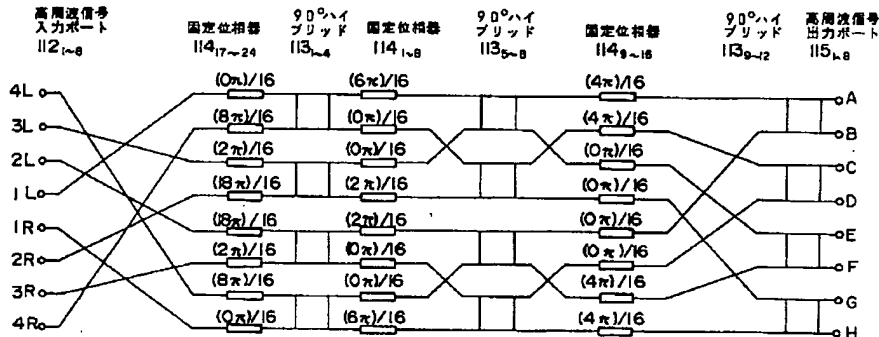
8素子バトラーマトリクスにより得られる励振位相分布

【図 10 a】



前置回路内可変位相器設定値の変化に伴う  
メインビーム利得と方向の変化

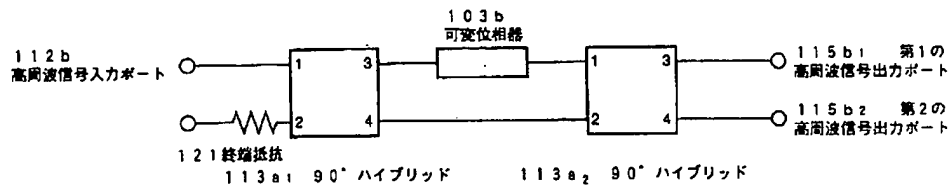
【図 6】



1-17 位相器アレイ付8素子のバトラーマトリクス  
(図面全体)

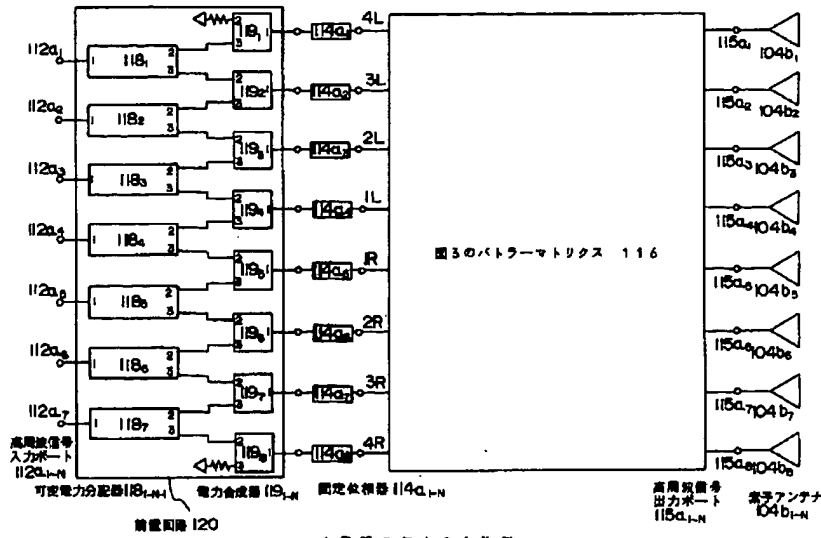
図5の励振位相分布を実現する8入力8出力のバトラーマトリクス

【図 8 a】

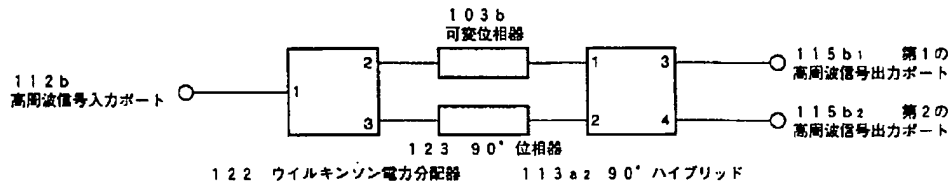


可変電力分配器の一構成例

【図 7】



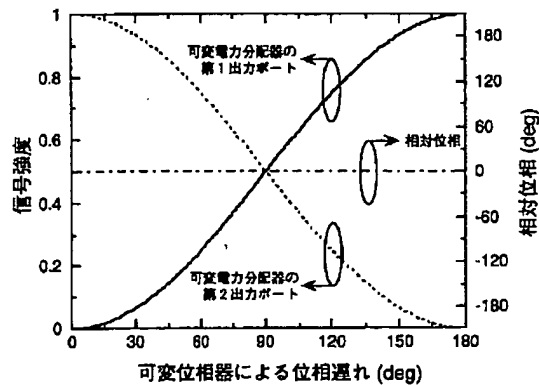
【図 8 b】



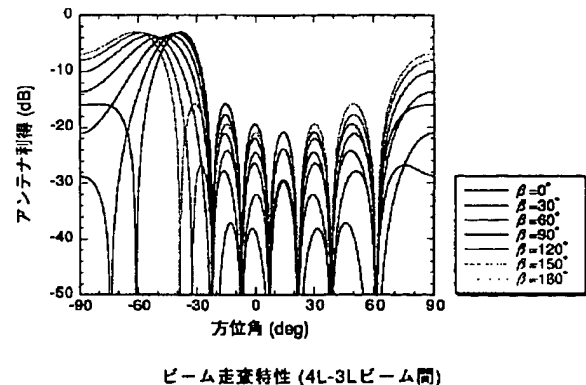
ウィルキンソン電力分配器を用いた可変電力分配器の一構成

【図 8 c】

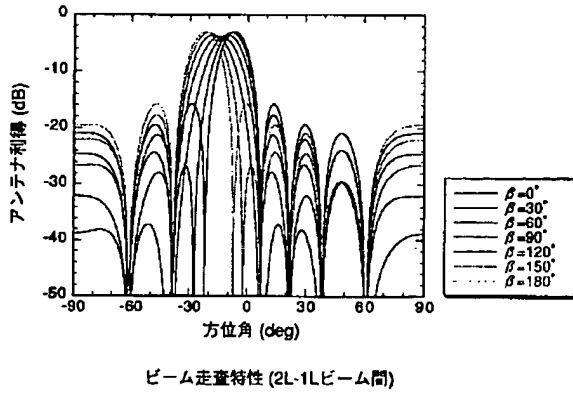
【図 9 a】



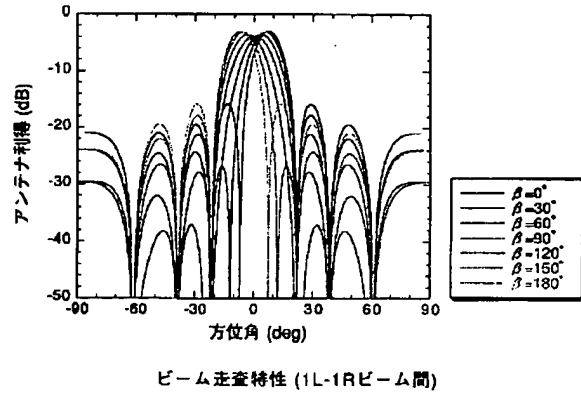
可変電力分配の伝送特性



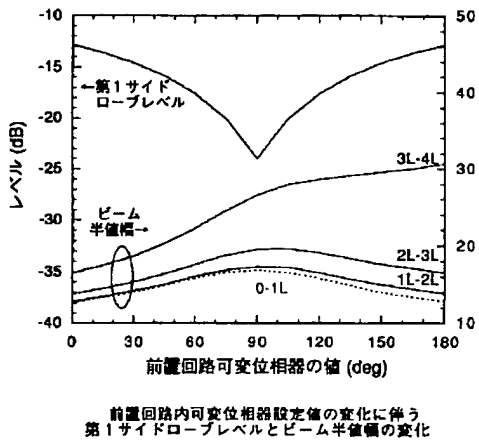
【図9c】



【図9d】



【図10b】



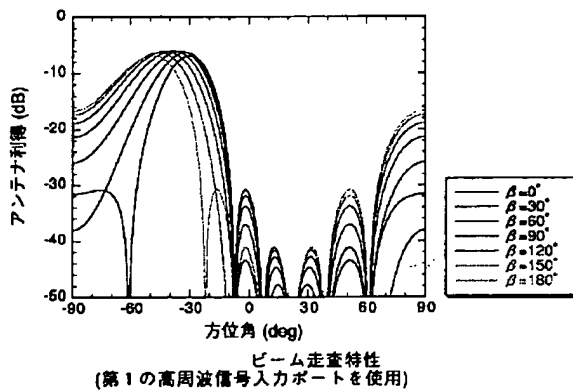
【図11】

固定位相器	4素子バトラーマトリクス	8素子バトラーマトリクス	16素子バトラーマトリクス
114a <sub>1</sub>	$180^\circ + \alpha$	$90^\circ + \alpha$	$180^\circ + \alpha$
114a <sub>2</sub>	$0^\circ + \alpha$	$22.5^\circ + \alpha$	$33.75^\circ + \alpha$
114a <sub>3</sub>	$0^\circ + \alpha$	$202.5^\circ + \alpha$	$225^\circ + \alpha$
114a <sub>4</sub>	$180^\circ + \alpha$	$0^\circ + \alpha$	$33.75^\circ + \alpha$
114a <sub>5</sub>		$0^\circ + \alpha$	$213.75^\circ + \alpha$
114a <sub>6</sub>		$202.5^\circ + \alpha$	$45^\circ + \alpha$
114a <sub>7</sub>		$22.5^\circ + \alpha$	$213.75^\circ + \alpha$
114a <sub>8</sub>		$90^\circ + \alpha$	$0^\circ + \alpha$
114a <sub>9</sub>			$0^\circ + \alpha$
114a <sub>10</sub>			$213.75^\circ + \alpha$
114a <sub>11</sub>			$45^\circ + \alpha$
114a <sub>12</sub>			$213.75^\circ + \alpha$
114a <sub>13</sub>			$33.75^\circ + \alpha$
114a <sub>14</sub>			$225^\circ + \alpha$
114a <sub>15</sub>			$33.75^\circ + \alpha$
114a <sub>16</sub>			$180^\circ + \alpha$

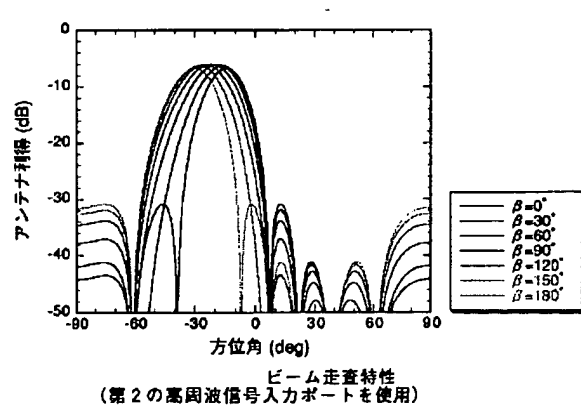
$\alpha$  は、任意の共通の位相値を換す。

バトラーマトリクス入力ポートの前に接続する固定位相器の値

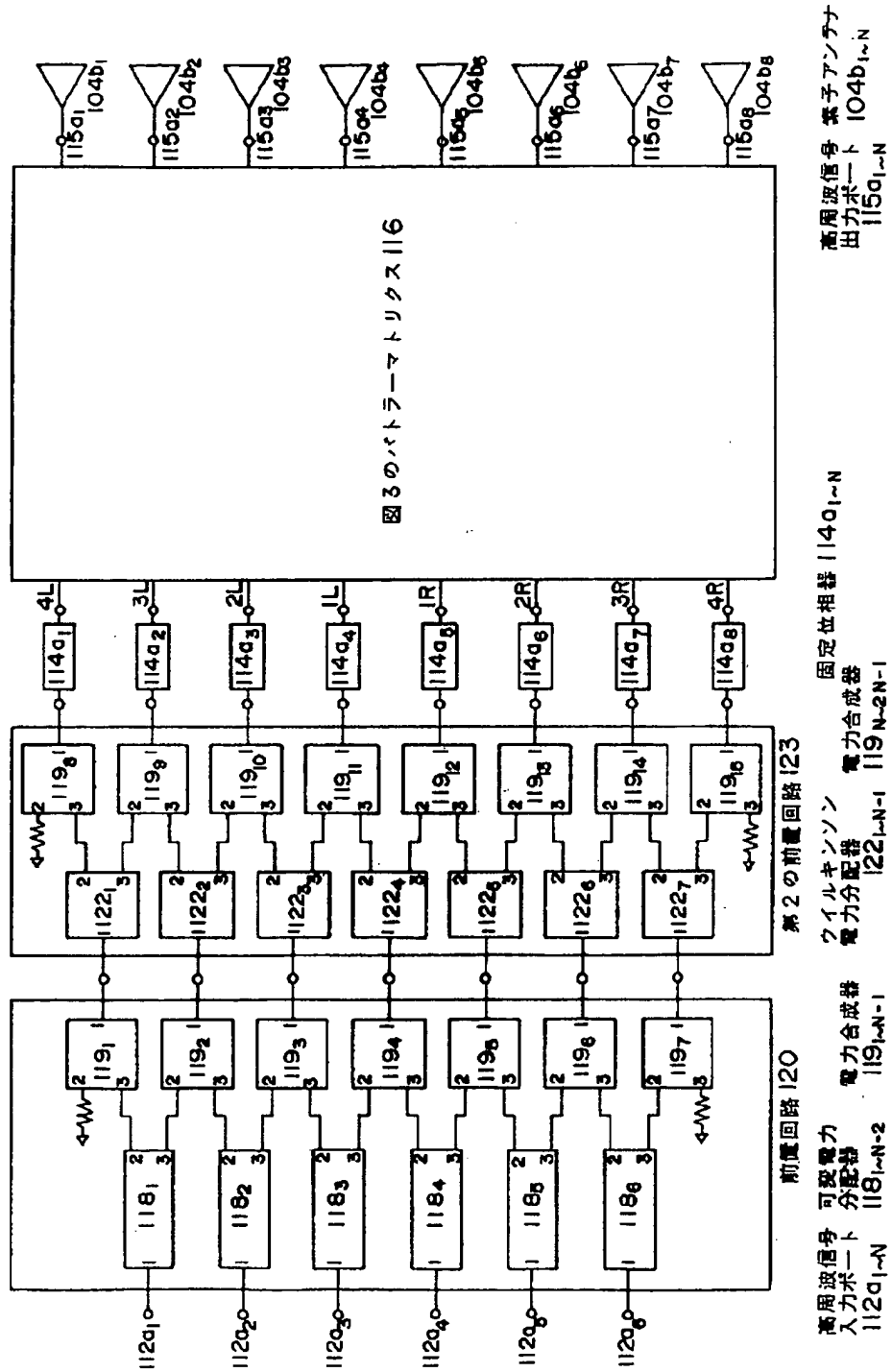
【図13a】



【図13b】

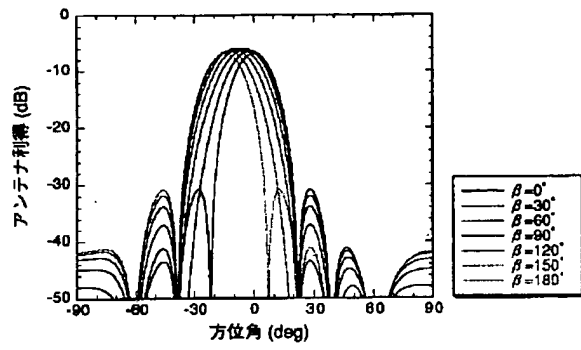


【図12】



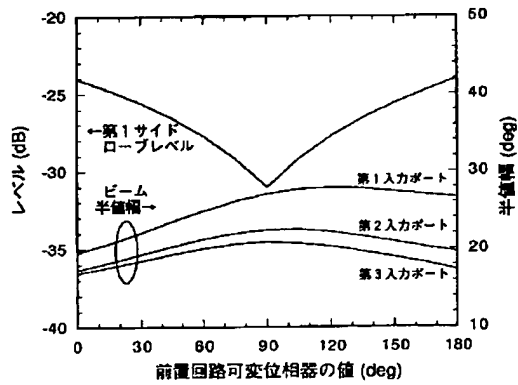


【図 1 3 c】



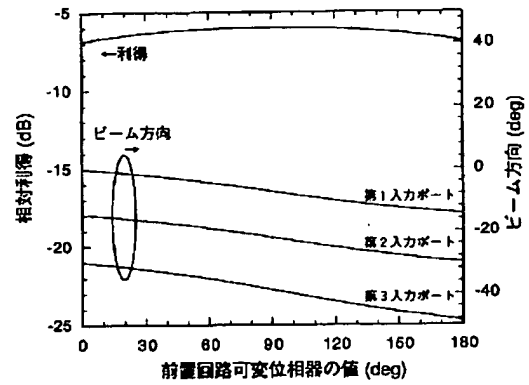
ビーム走査特性  
(第3の高周波信号入力ポートを使用)

【図 1 4 b】



前置回路可変位相器変化に伴う  
サイドロープレベルとビーム半値幅の変化

【図 1 4 a】



前置回路可変位相器変化に伴う  
メインビーム利得と方向の変化